



**Universidad Carlos III de MADRID**

**Titulación: Ingeniería Técnica Industrial: Electrónica Industrial**

**Proyecto Fin de Carrera**

*Departamento de Tecnología Electrónica*

***“DISEÑO, SIMULACIÓN E IMPLEMENTACIÓN DE UN PLL  
UTILIZANDO UN DISPOSITIVO DE CRISTAL LÍQUIDO  
COMO CAPACIDAD VARIABLE”***

**AUTOR: JESÚS E. MATTA MENACHO  
TUTORA: ISABEL PÉREZ GARCILÓPEZ**

**MADRID - LEGANÉS 2009**



# AGRADECIMIENTOS

A Dios, con el que espero mantener una relación cada vez más estrecha.

A mi madre, por soportarme, apoyarme y haberme regalado toda su lucha, espero  
correspondértela.

A mi hermano, por su apoyo y esfuerzo que siempre me ha mostrado y demostrado.

A la chica más especial con la que espero compartir toda la vida.

Y a todos mis amigos que con sus ánimos, consejos y "tirones de oreja" me habéis  
estado apoyando siempre.

De verdad que muchísimas gracias.



# **ÍNDICE DE CONTENIDOS**

<b>1. INTRODUCCIÓN Y OBJETIVOS .....</b>	<b>3</b>
1.1. Introducción .....	3
1.2. Definición de PLL. Diagrama de bloques general de un PLL .....	3
1.3. Tipos de PLL (según tipo de detector de fase y señal del oscilador (analógica o digital)) .....	6
1.3.1. Tipos de PLL atendiendo al tipo de detector de fase .....	6
1.3.1.1. Detectores de fase digitales: .....	6
1.3.1.2. Detectores de fase analógicos: .....	9
1.3.2. Tipos de PLL atendiendo al tipo de VCO .....	14
1.4. Funcionamiento de un PLL.....	19
1.5. Aplicaciones de los PLL.....	20
1.6. Objetivos.....	21
1.7. Contenido de la memoria .....	21
 <b>2. DISPOSITIVOS DE CRISTAL LÍQUIDO. CARACTERIZACIÓN ELÉCTRICA</b> <b>.....</b>	 <b>25</b>
2.1. Introducción .....	25
2.2. Cristales líquidos. Propiedades básicas y tipos de CL termotrópicos (nemáticos y esmécticos).....	26
2.2.1 Generalidades .....	26
2.2.2. Tipos de Termotrópicos .....	28
2.2.3. Principio de funcionamiento de un dispositivo de CL nemático - torsionado (TN). .....	29
2.2.4. Caracterización eléctrica del dispositivo TN.....	33

2.2.4.1.	Medida de impedancia sin conmutar. Obtención del CEE sin conmutar .....	34
2.2.4.2.	Medida de la variación de la capacidad con la tensión aplicada.....	42
<b>3.</b>	<b>DISEÑO Y SIMULACIÓN DEL PLL .....</b>	<b>51</b>
3.1.	Introducción .....	51
3.2.	Diseño y simulación del VCO con el dispositivo de CL .....	51
3.3.	Diseño y simulación del PLL completo .....	61
<b>4.</b>	<b>RESULTADOS EXPERIMENTALES .....</b>	<b>73</b>
4.1.	Introducción .....	73
4.2.	Medidas del VCO.....	73
4.3.	Medidas del PLL completo.....	76
<b>5.</b>	<b>CONCLUSIONES Y TRABAJOS FUTUROS.....</b>	<b>87</b>
5.1.	CONCLUSIONES.....	87
5.2.	TRABAJOS FUTUROS .....	88
<b>6.</b>	<b>BIBLIOGRAFÍA .....</b>	<b>91</b>
6.1.	Bibliografía impresa.....	91
6.2.	Bibliografía en Internet.....	92
<b>7.</b>	<b>PRESUPUESTO .....</b>	<b>95</b>

7.1. Costes de material .....	95
7.2. Costes de personal .....	96
7.3. Costes totales.....	97





# **ÍNDICE DE FIGURAS**

## **Capítulo 1: Introducción y objetivos**

Figura 1.1. Diagrama de bloques de un PLL.....	4
Figura 1.2. Funcionamiento de una puerta lógica XOR como PD .....	8
Figura 1.3. Detector de Fase por Biestable .....	9
Figura 1.4. Detector de fase mediante mezclador simple .....	10
Figura 1.5. Detector de fase balanceado.....	11
Figura 1.6. Esquema de un VCO en diente de sierra.....	14
Figura 1.7. Esquema de un VCO de señal cuadrada a partir del 555.....	15
Figura 1.8. Esquemático de un oscilador sinusoidal en puente de Wien .....	17
Figura 1.9. Esquemático de un oscilador sinusoidal LC tipo Colpitts.....	19

## **Capítulo 2: Dispositivos de cristal líquido. Caracterización eléctrica**

Figura 2.1. Esquema para la definición del grado de ordenación molecular de un material cristal líquido .....	27
Figura 2.2. Representación esquemática de mesofases cristal líquido .....	29
Figura 2.3. Estructura de un dispositivo de cristal líquido.....	30
Figura 2.4. Principio de funcionamiento de un dispositivo de cristal líquido nemático torsionado (TN) .....	32
Figura 2.5. Transmisión de un dispositivo TN en función de la tensión eficaz aplicada entre sus terminales.....	33
Figura 2.6. Circuito experimental para la medida de impedancia de un dispositivo TN .....	34
Figura 2.7. Representación del módulo y la fase de la impedancia del dispositivo TN en función de la frecuencia.....	37
Figura 2.8. Circuito eléctrico equivalente del dispositivo TN en el rango de frecuencias de medida (1Hz-5MHz) .....	38
Figura 2.9. Determinación del componente $R_s$ del CEE del dispositivo TN, a partir de la medida de impedancia.....	39
Figura 2.10. Determinación del componente $R_p$ del CEE del dispositivo TN, a partir de la medida de impedancia .....	40
Figura 2.11. Determinación del componente $C(V_{rms})$ del CEE del dispositivo TN, a partir de la medida de impedancia .....	41
Figura 2.12. Circuito experimental para la determinación de la variación de la capacidad de la célula TN con la tensión eficaz aplicada .....	43
Figura 2.13. Representación de la curva exponencial de carga del condensador en un circuito RC de primer orden .....	44
Figura 2.14. Representación de la variación de la capacidad del dispositivo TN con la tensión eficaz aplicada entre sus terminales .....	47

### **Capítulo 3: Diseño y simulación del PLL**

Figura 3.1. Aproximación lineal a la variación de la capacidad equivalente del dispositivo de CL para un rango de tensiones aplicadas entre 2V y 4.5V .....	52
Figura 3.2. Esquema del oscilador de relajación simulado para utilizar como VCO en el PLL.....	54
Figura 3.3. Simulación de las señales en los terminales del amplificador operacional del oscilador de relajación simulado para utilizar como VCO en el PLL .....	55
Figura 3.4. Esquema del circuito acondicionador de señal a la salida del VCO para obtener una señal TTL (0-5V) .....	57
Figura 3.5. Esquemático del VCO con el circuito acondicionador de se ñal para generar una señal cuadrada entre 0-5V.....	60
Figura 3.6. Ejemplo de simulación con Pspice del VCO con el circuito acondicionador de señal .....	60
Figura 3.7. Diagrama de bloques de un PLL.....	61
Figura 3.8. Representación esquemática de una puerta XOR .....	61
Figura 3.9. Esquema del filtro paso bajo utilizado en el diseño del PLL .....	62
Figura 3.10. Representación del módulo de la respuesta en frecuencia del filtro paso bajo .....	63
Figura 3.11. Esquema del PLL completo, a falta del circuito para acondicionar la señal de control a los requerimientos del dispositivo TN .....	66
Figura 3.12. Esquema del PLL completo. ....	68
Figura 3.13. Resultados de la simulación del PLL completo en los que se muestra, la señal de referencia (V6:+), la señal de salida del VCO (VACOND) y la señal de control del VCO (VAMPLI).....	69

### **Capítulo 4: Resultados experimentales**

Figura 4.1. Set-up experimental para la caracterización del PLL construido.....	73
Figura 4.2. Esquemático del VCO con el circuito acondicionador de señal utilizado en el laboratorio .....	74
Figura 4.3. Medidas experimentales de la señal de salida del VCO para distintos valores de tensión de control aplicada.....	75
Figura 4.4. Fotografía del PLL diseñado y montado en el laboratorio.....	76
Figura 4.5. Esquemático del PLL completo montado en el laboratorio.....	77
Figura 4.6. Resultados de la simulación y medidas experimentales del PLL para una señal de entrada de referencia de 15kHz.....	79
Figura 4.7. Resultados de la simulación y medidas experimentales del PLL para una señal de entrada de referencia de 15.5kHz.....	80
Figura 4.8. Resultados de la simulación y medidas experimentales del PLL para una señal de entrada de referencia de 16.3kHz.....	81
Figura 4.9. Resultados de la simulación y medidas experimentales del PLL para una señal de entrada de referencia de 17kHz.....	82

## **Capítulo 5: Conclusiones y trabajos futuros**

---

## **Capítulo 6: Bibliografía**

---

## **Capítulo 7: Presupuesto**

---



# **ÍNDICE DE TABLAS**

## **Capítulo 1**

Tabla 1.1. Tabla de verdad de una puerta lógica OR-Exclusiva (XOR).....	7
---	---

## **Capítulo 2**

Tabla 2.1. Medidas de la impedancia compleja, módulo y fase del dispositivo TN..	36
Tabla 2.2. Medidas de la variación de la capacidad del dispositivo TN con la tensión eficaz aplicada .....	46

## **Capítulo 3**

Tabla 3.1. Comparación entre la medida experimental de la capacidad del dispositivo TN y el resultado de la aproximación lineal propuesta para la simulación del dispositivo con Pspice .....	52
Tabla 3.2. Resultado de la simulación con Pspice del VCO para distintos valores de tensión de control .....	56

## **Capítulo 4**

---

## **Capítulo 5**

---

## **Capítulo 6**

---

**Capítulo 7**

Tabla 7.1..... 95

Tabla 7.2..... 96

Tabla 7.3..... 97

## **ACRÓNIMOS**

<b>ACRÓNIMO</b>	<b>CASTELLANO</b>	<b>INGLÉS</b>
BW	Ancho de Banda	Bandwidth
CEE	Circuito Eléctrico Equivalente	Electrical Equivalent Circuit
CL	Cristal Líquido	Liquid Crystal
FM	Frecuencia Modulada	Frequency Modulated
PD	Detector de Fase	Phase Detector
PLL	Lazo de enganche por fase	Phase-Locked Loop
TN	Nemático Torsionado	Twisted Nematic
TTL	Lógica Transistor a Transistor	Transistor - Transistor Logic
VCO	Oscilador Controlado por Tensión	Voltage Controlled Oscillator
VCXO	Oscilador de Cristal Controlado por Tensión	Voltage Cotrolled Crystal Oscillator







## **CAPÍTULO 1: INTRODUCCIÓN Y OBJETIVOS**

# **1. INTRODUCCIÓN Y OBJETIVOS**



## **CAPÍTULO 1: INTRODUCCIÓN Y OBJETIVOS**



## CAPÍTULO 1: INTRODUCCIÓN Y OBJETIVOS

### 1. INTRODUCCIÓN Y OBJETIVOS

#### 1.1. Introducción

En la actualidad distintos sistemas electrónicos requieren para su funcionamiento una capacidad variable controlada electrónicamente mediante la tensión aplicada entre sus terminales. Uno de estos sistemas es el bucle de enganche en fase (*Phase Locked Loop*, PLL) que incorpora en uno de sus bloques constitutivos un oscilador controlado por tensión (*Voltage Controlled Oscillator*, VCO). El VCO requiere de la utilización de algún elemento capacitivo cuyo valor de capacidad pueda controlarse mediante una tensión de control. Actualmente se utilizan algunos dispositivos como varactores o diodos PIN para este fin. En este trabajo se propone la utilización de un dispositivo de cristal líquido (CL) para realizar el diseño, simulación e implementación en el laboratorio de un PLL básico.

En este capítulo primeramente pretendemos dar un punto de vista general de lo que es un PLL desarrollando, aunque a grandes rasgos, cada etapa del mismo. Así como mostrar el abanico de posibilidades del que se puede disponer en el momento de diseñar un PLL, haciendo hincapié en las etapas más interesantes. Además explicaremos el funcionamiento, de modo general también, de un PLL con los circuitos que hemos decidido emplear en nuestro proyecto.

Finalmente haremos mención de las aplicaciones generales de los PLL, y explicaremos los objetivos del proyecto.

#### 1.2. Definición de PLL. Diagrama de bloques general de un PLL

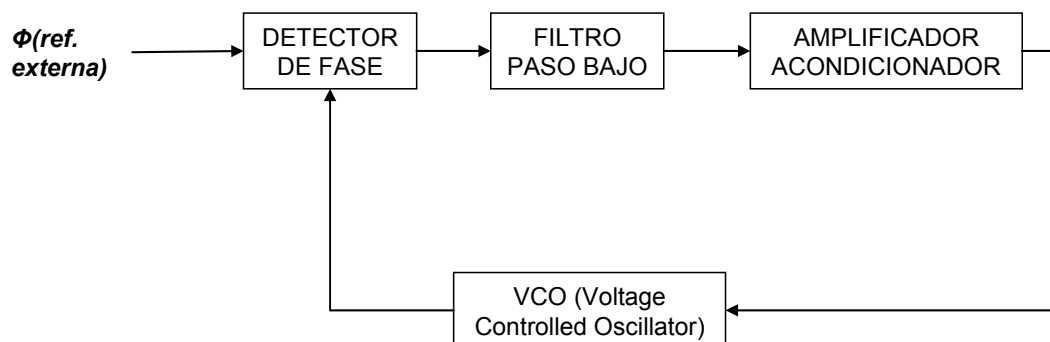
Un PLL es un circuito realimentado que sincroniza la señal de un oscilador interno con una señal de entrada externa, llamada de referencia, de modo que ambas operan a la misma frecuencia. El oscilador sincronizado es normalmente un oscilador controlado por tensión (VCO). El lazo de realimentación sincroniza el

## CAPÍTULO 1: INTRODUCCIÓN Y OBJETIVOS

VCO a la señal de referencia por comparación de sus fases y controlando la tensión del VCO de modo que tienda a mantener una relación de fases constantes entre las dos señales.

Un PLL está compuesto por los siguientes bloques:

- Un comparador/detector de fase (*Phase Detector*).
- Un filtro paso bajo.
- Un amplificador acondicionador de la señal de "error", si el sistema lo requiere, y
- Un oscilador controlado por tensión.



**Figura 1.1. Diagrama de bloques de un PLL**

Procedemos a describir las funciones de cada bloque:

### - Comparador/Detector de fase (PD)

Son dispositivos que producen una señal de salida proporcional a la diferencia de fase de las señales de entrada.



## CAPÍTULO 1: INTRODUCCIÓN Y OBJETIVOS

Existen varios tipos de comparadores, y para poder elegir correctamente el apropiado para cada caso debemos tener en cuenta algunas consideraciones básicas sobre:

- Naturaleza de la señal de entrada, ya que ésta puede ser analógica o digital.
- Linealidad de la característica de salida con el error de fase. Lo apropiado es que el voltaje de salida sea proporcional al error de fase.
- Intervalo de error de fase de entrada en la cual la salida es lineal. Se requiere que el intervalo sea lo más grande posible.

### - Filtro paso bajo

Es de tipo paso bajo porque posee la misión de filtrar los componentes de alta frecuencia del voltaje de salida del detector de fase, eliminando también el ruido de banda, lo que nos deja una señal prácticamente continua a la salida del filtro si este ha sido diseñado adecuadamente.

### - Amplificador acondicionador

Es parte fundamental del PLL, siempre que la salida del filtro no alcance el valor de tensión requerida por el VCO, por tanto su función es la de acondicionar la tensión a la salida del filtro de modo que ésta sea capaz de controlar el VCO.

### - Oscilador controlado por tensión

Es un dispositivo electrónico que usa amplificación, realimentación y circuitos resonantes que da a su salida una señal eléctrica de frecuencia



## CAPÍTULO 1: INTRODUCCIÓN Y OBJETIVOS

proporcional a la tensión de entrada. Típicamente esa salida es una señal sinusoidal, aunque en VCOs digitales es una señal cuadrada, la cual será objeto de estudio y análisis en este proyecto.

Cuando la tensión de entrada es 0V, el VCO tiene una señal con una frecuencia llamada frecuencia libre de oscilación y ante variaciones de la tensión de entrada, la frecuencia a su salida varía de forma proporcional.

Los VCO's más comunes son:

- VCO de cristal: VCXO, la frecuencia de trabajo de este VCO viene determinada por un cristal piezoeléctrico.
- Osciladores LC: la frecuencia de trabajo de este VCO viene determinada por un circuito resonante LC y un diodo de capacidad variable (VARACTOR).
- Multivibradores RC: en estos osciladores la frecuencia la determina un circuito RC y configuraciones en par diferencial.

### **1.3. Tipos de PLL (según tipo de detector de fase y señal del oscilador (analógica o digital))**

#### 1.3.1. Tipos de PLL atendiendo al detector de fase:

*Mostraremos los detectores más significativos:*

##### 1.3.1.1. Detectores de fase digitales:

Son útiles y prácticos con entradas digitales o cuando éstas puedan convertirse fácilmente a forma digital

## CAPÍTULO 1: INTRODUCCIÓN Y OBJETIVOS

- Detector de fase mediante puerta OR-Exclusiva (XOR):

Puerta lógica que entrega a la salida un "1" si las dos entradas difieren y da un "0" si las dos señales son iguales:

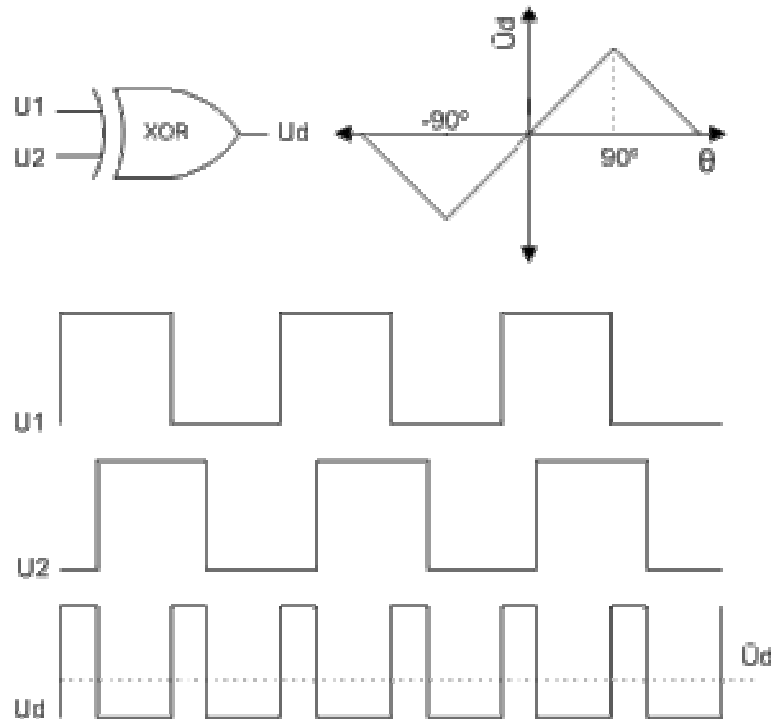
Entrada A	Entrada B	Salida $A \oplus B$
0	0	0
0	1	1
1	0	1
1	1	0

**Tabla 1.1. Tabla de verdad de una puerta lógica OR-Exclusiva (XOR)**

Desde el momento que las dos señales son iguales (o distintas) la XOR indica su fase relativa, siendo así un buen y sencillo detector de fase, por lo que hemos decidido implementarlo.

Sin embargo, la desviación de una condición perfecta de "en fase" (o "desfase") tanto en incremento como decremento de fase produce el mismo cambio a la salida del detector, y por tanto en la media del voltaje. Por lo tanto, la relación de entrada - salida es triangular y cada lado se extiende solamente durante medio ciclo, de modo que es lineal en el intervalo  $0 - \pi$  ( $180^\circ$ ).

## CAPÍTULO 1: INTRODUCCIÓN Y OBJETIVOS



**Figura 1.2. Funcionamiento de una puerta lógica XOR como detector de fase.**

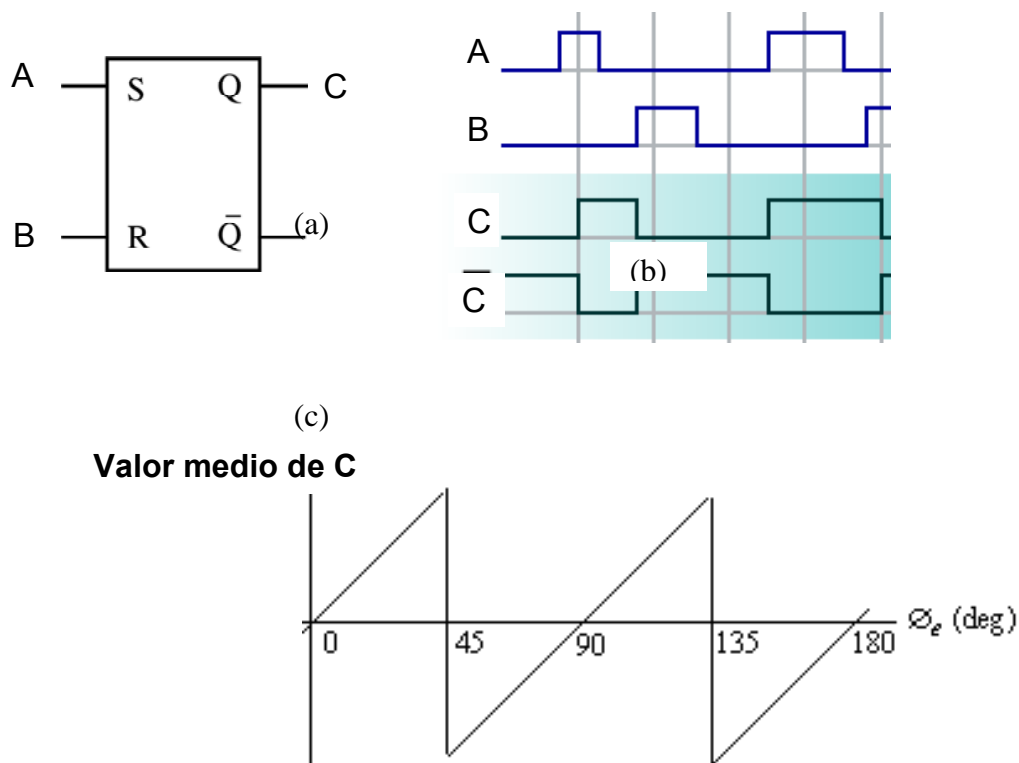
- Detector de fase mediante biestable (Flip-Flop):

Para este caso es común el uso del biestable RS el cual cambia de estado en respuesta a un cambio de estado en cualquiera de sus entradas, así obtenemos el estado  $Q = 1$  con un 1 a la entrada A, y el  $Q = 0$  con un 1 a la entrada B. Cuando ambas entradas son 1, el estado es indefinido<sup>1</sup>, por lo que las señales de entradas deberán ser pulsos estrechos para evitar que se solapen en 1 las dos señales de entrada. La duración del estado  $Q = 1$  depende del tiempo entre la entrada en A y la entrada en B, por tanto la duración del estado 1 y la media de la tensión de salida, es proporcional a la diferencia entre las entradas y por tanto a la diferencia de sus fases. La tensión media tiene la forma



## CAPÍTULO 1: INTRODUCCIÓN Y OBJETIVOS

de un diente de sierra frente a la fase, como se muestra en la siguiente figura 1.3. Los componentes de alta frecuencia deben ser filtrados y el rango de fase lineal en este caso mejora con respecto al anterior, llegando a ser de  $2\pi$  radianes.



**Figura 1.3. Detector de Fase por Biastable. (a) Símbolo para Biastable RS, (b) formas de onda y (c) Valor medio a la salida del Biastable**

### 1.3.1.2. Detectores de fase analógicos:

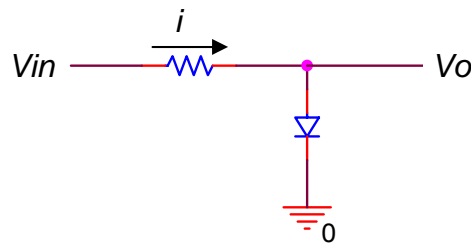
Cuando las entradas no son digitales, ni fácilmente convertibles a éstas.

- Detector de fase mediante un mezclador simple:

Tan sencillo como utilizar una resistencia y un diodo (Figura 1.4). La no linealidad del diodo produce la deseada señal de

## CAPÍTULO 1: INTRODUCCIÓN Y OBJETIVOS

diferencia de frecuencia cuando las dos senoides inyectadas a través de la resistencia. Para comentar brevemente su funcionamiento, asumiremos que el voltaje conductor  $V_i$  consta de dos senoides,  $A \cos \varphi_1(t)$  y  $B \cos \varphi_2(t)$ , donde en cada caso  $\varphi_i(t) = \omega_i(t) + \theta_i$ .



**Figura 1.4. Detector de fase mediante mezclador simple**

La principal característica del diodo es su no linealidad, tras analizar el valor de  $V_o$ , por el método de expansión de Maclaurin para representar la no linealidad del circuito:

$$v_o = a + b v_i + c v_i^2 + d v_i^3 + \dots \quad (1.1)$$

Con  $v_i = A \cos \varphi_1(t) + B \cos \varphi_2(t)$  (1.2)

El componente que nos interesará es el generado por el término cuadrático:

$$V_{oc} = c [A \cos \varphi_1 + B \cos \varphi_2]^2 \quad (1.3)$$

$$v_{oc} = \left[ \frac{A^2}{2} (1 + 2 \cos 2\varphi_1(t)) + 2AB \cos \varphi_1(t) \cos \varphi_2(t) + \frac{B^2}{2} (1 + \cos 2\varphi_2(t)) \right] \quad (1.4)$$

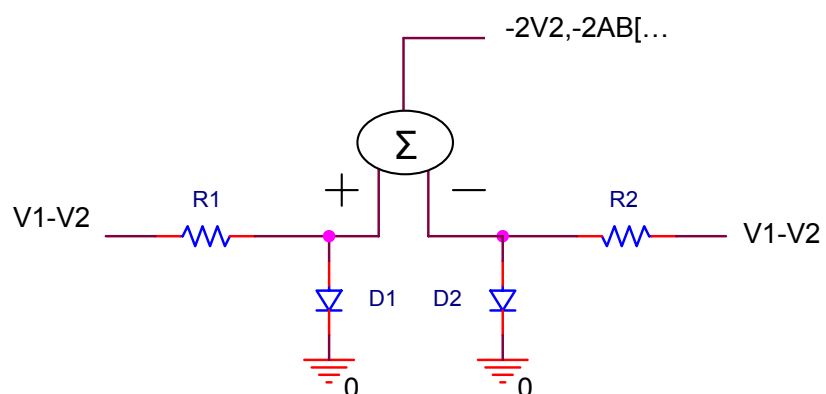
$$V_{oc} = c \left\{ \frac{A^2 + B^2}{2} + AB [\cos(\varphi_1(t) + \varphi_2(t)) + \cos(\varphi_1(t) - \varphi_2(t))] + \dots \right\} \quad (1.5)$$

## CAPÍTULO 1: INTRODUCCIÓN Y OBJETIVOS

Los términos de segundo armónico en la ecuación 1.4 son para ser filtrados, por eso no se muestran en la ecuación 1.5. El primer término en la ecuación 1.5 es el término de rectificación, la altamente no deseada componente de continua que puede ser confundido con la salida deseada. El siguiente término proviene del término central en la ecuación 1.4 tras una identidad trigonométrica. Éste contiene el término con la suma de frecuencias que está a la misma frecuencia que los términos de segundo armónico y será filtrado con ellos, y el término deseado con la diferencia de frecuencias que contiene la información de fase.

- Detectores de fase mediante mezcladores balanceados

Como el mostrado en la figura 1.5 como mezclador simple, habiendo también mezcladores dobles, sirve para eliminar el término de continua mediante un proceso de balanceo.



**Figura 1.5. Detector de fase balanceado**

## CAPÍTULO 1: INTRODUCCIÓN Y OBJETIVOS

### ○ Multiplicadores analógicos

El término de interés en la ecuación 1.5 es el resultado de la multiplicación de las dos señales sinusoidales de entrada. Un multiplicador analógico puede generar esta función sin producir la suma de las componentes no deseadas que son creadas cuando son usados los términos de orden par en la expansión MacLaurin del diodo. Dichos multiplicadores están disponibles en forma de circuitos integrados, sin embargo su frecuencia máxima de operación es limitada, mientras que en el diodo mezclador es ilimitado.

Si como ejemplo tomamos dos señales referidas a la misma frecuencia central, se obtiene:

$$v_r(t) = V_r \sin(\omega_c t + \phi_r(t)) \quad (1.6)$$

$$v_o(t) = V_o \cos(\omega_c t + \phi_o(t)) \quad (1.7)$$

$$v_d(t) = K v_r(t) v_o(t) = \frac{K V_r V_o}{2} [\sin(2\omega_c t + \phi_r(t) + \phi_o(t)) + \sin(\phi_r(t) - \phi_o(t))] \quad (1.8)$$

Se observa que a la salida aparecen dos componentes, una continua y otra de frecuencia doble. La componente de frecuencia doble se debe eliminar con el filtro del lazo ya que puede dar lugar a una modulación parásita de fase de la señal de salida del lazo. La componente continua es la que tiene más interés: es proporcional al seno de la diferencia de fases y su la diferencia de fases es inferior en valor absoluto a  $60^\circ$ , se puede considerar proporcional a ella,  $v_d = K_d(\phi_r - \phi_o)$  La constante de proporcionalidad  $K_d = K V_r V_o / 2$ , depende de la



## CAPÍTULO 1: INTRODUCCIÓN Y OBJETIVOS

amplitud de las señales de entrada, por lo que en la mayor parte de las aplicaciones habrá que incluir circuitos que regulen o limiten su amplitud. Si la diferencia de fase es mayor que  $90^\circ$ , la pendiente de la función de transferencia se invierte y el PLL perderá el enganche.

Debe tenerse en cuenta que la salida es nula cuando  $\phi_r = \phi_o$ , siendo una señal de tipo seno y la otra coseno: luego la salida nula se consigue cuando la diferencia real de fases entre las entradas sea de  $90^\circ$ . La importancia de este hecho dependerá de la aplicación concreta, pero no afecta al desarrollo teórico que se acaba de exponer.

Ahora bien, si las dos frecuencias de entradas son diferentes. La salida es la suma de dos componentes sinusoidales de igual amplitud y de frecuencia igual a la suma y a la diferencia de las frecuencias de entrada. La señal de salida variará entre los extremos de su margen dinámico, y en ausencia de realimentación de fase su valor medio sería nulo. Si la componente de frecuencias diferencia consigue mantener un nivel apreciable a la salida del filtro, el PLL tenderá a igualar las frecuencias cuando el error de fase sea menor que  $90^\circ$  en valor absoluto, y a aumentarla en caso contrario. Este efecto, que tiende a enganchar el lazo, quedará enmascarado por el ruido cuando la diferencia de frecuencias sea apreciable, por lo que no se debe confiar el enganche del bucle a este proceso.

La principal ventaja de este detector es que pueden construirse en todas las frecuencias multiplicadores

## CAPÍTULO 1: INTRODUCCIÓN Y OBJETIVOS

analógicos, pues en definitiva cualquier circuito no lineal funciona como tal.

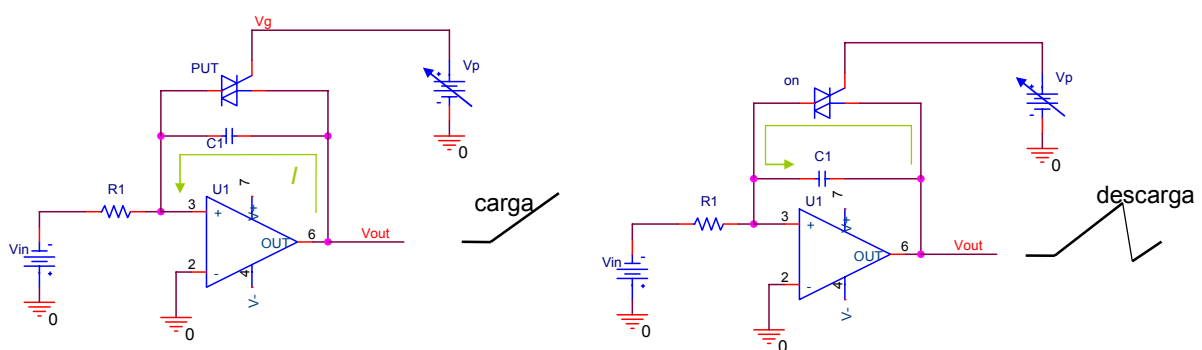
En frecuencia de microondas y ópticas es el único detector de fase existente, construido con diodos.

### 1.3.2. Tipos PLLs atendiendo al tipo de VCO

*Mostraremos los tipos más significativos.*

- VCO con señal de salida en diente de sierra (*Sawtooth*):

Una forma de construir un VCO con salida en diente de sierra es mediante un amplificador operacional integrador que utiliza un interruptor de tipo Tiristor en paralelo con el condensador de realimentación para terminar cada rampa en un nivel predefinido el cual también se encarga de resetear eficazmente el circuito. La figura 1.6 muestra su implementación.



**Figura 1.6. Esquema de un VCO en diente de sierra**

Resumiendo podemos explicar que el VCO empieza cuando sin dispararse el tiristor, la fuente negativa de continua genera en la salida una rampa positiva, durante el tiempo que la rampa está creciendo, el circuito actúa

## CAPÍTULO 1: INTRODUCCIÓN Y OBJETIVOS

como integrador normal. Cuando el tiristor se dispara, debido a que entre el ánodo y puerta hay una tensión superior a  $0.7V$ , el tiristor pasa a funcionar activamente (ON) y el condensador empieza a descargarse a través de él, pero no lo hace totalmente ya que el tiristor posee la tensión límite  $V_f$  a la que pasa a estado OFF, por lo que el circuito vuelve al estado inicial generando una nueva rampa.

La frecuencia de oscilación viene determinada por la constante de tiempo  $RC$  del integrador y el voltaje de pico que activa el tiristor.

- VCO con salida de onda cuadrada:
- **Mediante el 555 en modo estable** con la excepción que una tensión variable de control es aplicada a la entrada CONT (pin 5), como se muestra en la figura 1.7:

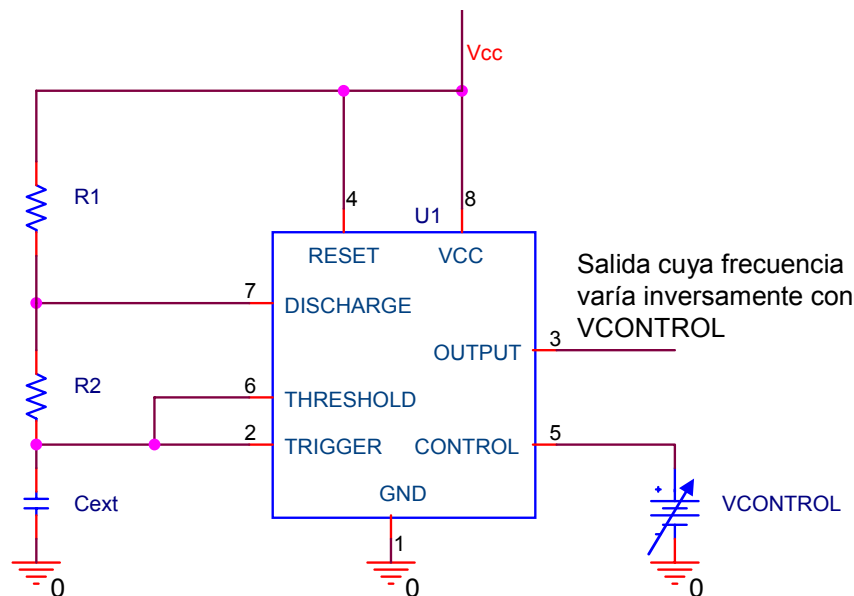


Figura 1.7. Esquema de un VCO de señal cuadrada a partir del 555

Para no profundizar en el comportamiento interno del 555, podemos concluir que al variar  $V_{CONT}$  cambiarán los valores



## CAPÍTULO 1: INTRODUCCIÓN Y OBJETIVOS

umbrales fijados, si  $V_{\text{CONT}} = 0$ , en  $1/3 V_{\text{CC}}$  y  $2/3 V_{\text{CC}}$  para los comparadores internos.

Por lo tanto cuando fijamos  $V_{\text{CONT}}$  el valor superior de comparación será  $V_{\text{CONT}}$  y el inferior es  $1/2 V_{\text{CONT}}$ .

Cuando la tensión de control es variada, la frecuencia de salida también varía de forma inversa ya que un incremento de  $V_{\text{CONT}}$  incrementa los tiempos de carga y descarga de los condensadores externos lo cual implica un decremento en la frecuencia, de forma análoga se deduce que un decremento de  $V_{\text{CONT}}$  implica un aumento de la frecuencia.

- **Oscilador de relajación, multivibradores RC**, cuya frecuencia de trabajo viene determinada por un circuito RC. Son también circuitos muy sencillos, y pueden llegar a alcanzar los 30MHz de frecuencia de trabajo, y ya podemos adelantar que es el modelo que mejor se adapta a nuestras necesidades de proyecto, por lo que al ser el modelo con el que trabajaremos, la explicación y desarrollo de sus fórmulas las veremos en el capítulo 3.
- VCO con salida de onda sinusoidal
- **Puente Wien**, el oscilador básico en esta configuración, es como se muestra en la figura 1.8, y está compuesto por un amplificador operacional en configuración no inversora de ganancia  $1 + R_2/R_1$  y una red de realimentación RC cuya función de transferencia es:

$$\frac{V_a}{V_{out}} = \frac{Z_p}{Z_p + Z_s} \quad (1.9)$$



## CAPÍTULO 1: INTRODUCCIÓN Y OBJETIVOS

De modo que tras sustituir parámetros, los valores que aseguran la oscilación y nos dan la frecuencia de trabajo son:

$$f_o = \frac{1}{2\pi RC} \quad (1.10)$$

Teniendo que cumplir también la condición de Barkhausen:

$$\frac{R_2}{R_1} = 2 \quad (1.11)$$

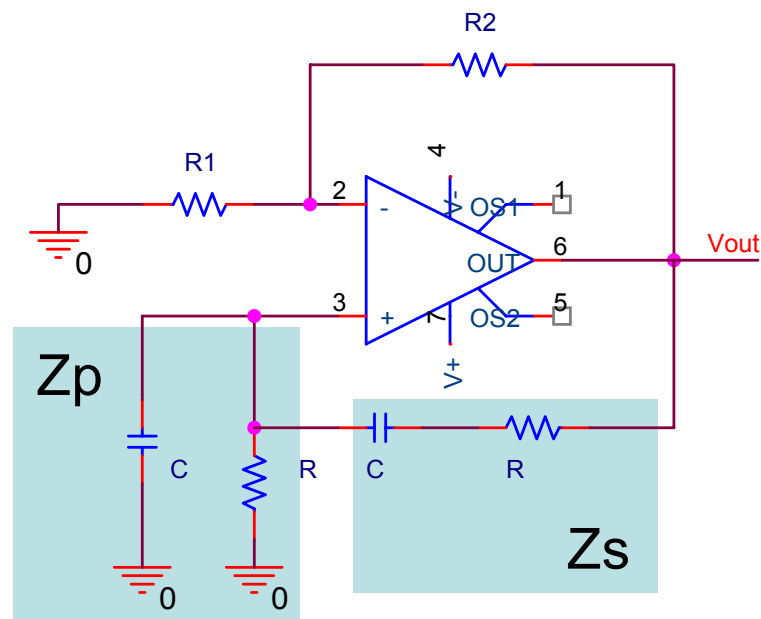


Figura 1.8. Esquemático de un oscilador sinusoidal en puente de Wien

- **VCO a cristal (VCXO)**, que como hemos comentado al inicio del capítulo su frecuencia de trabajo está determinada por un cristal piezoeléctrico, y podemos señalar como características principales:
  - Son los de menor rango de variación.



## CAPÍTULO 1: INTRODUCCIÓN Y OBJETIVOS

- El cristal debe cumplir el tener un  $Q$  alto, corte AT y operar en el modo de resonancia serie (3 – 20MHz).
  - El cristal debe operar en una red lineal, con bajas impedancias de fuente y carga.
  - La disipación del cristal debe ser pequeña, por debajo de 1mW.
- **Osciladores LC**, la frecuencia de este VCO vendrá fijada por un circuito LC y un varactor (un condensador variable controlado por tensión).

Como características principales podemos señalar las siguientes:

- Pueden operar hasta unos 200MHz.
- La variación de la frecuencia se realiza variando la tensión del varactor del circuito LC.
- El más común de este tipo es el Oscilador Colpitts, como el que podemos apreciar en la figura siguiente,





## CAPÍTULO 1: INTRODUCCIÓN Y OBJETIVOS

Haciendo un análisis cualitativo y general, podemos indicar que mientras que no exista ninguna señal de referencia, el VCO estará oscilando a la frecuencia denominada comúnmente como de oscilación libre, de modo que al aplicar señal externa con una frecuencia diferente a la de oscilación libre, el detector de fase digital empezará a actuar de modo que producirá una señal de un determinado voltaje que será el equivalente a la diferencia de fases, de modo que la señal de error será filtrada por nuestro filtro de paso bajo, quedando una señal prácticamente continua, si los parámetros ha sido calculados correctamente, esta señal debería controlar la tensión de nuestro VCO, en este punto debemos recalcar que no siempre se produce, de hecho muy pocas veces, que la salida del filtro sea capaz de controlar el VCO, por lo que se ha añadido una etapa intermedia cuya misión es precisamente la de acondicionar la salida del filtro a unos valores capaces de controlar el VCO.

El proceso por tanto se repetirá hasta que la frecuencia del VCO sea la misma a la frecuencia de la señal externa, siempre y cuando estemos trabajando en la franja de oscilación del VCO y el PLL sea capaz de engancharse.

### 1.5. Aplicaciones de los PLL

La primera vez que se usaron PLL fue en la década de los 60 cuando la NASA los aplicó para compensar las variaciones de frecuencia que sufrían las transmisiones desde sus satélites debido a inestabilidades de los componentes y al efecto Doppler, que consiste en la variación de la longitud de onda que es emitida o recibida por un objeto en movimiento.

Y hasta el momento es usado todavía con fines de sincronización para comunicaciones del espacio.



## CAPÍTULO 1: INTRODUCCIÓN Y OBJETIVOS

Los PLL también son usados para demodular señales FM, con frecuencia modulada.

En los transmisores de radio, un PLL se emplea para sintonizar nuevas frecuencias las cuales son un múltiplo de una frecuencia de referencia, con la misma estabilidad que la frecuencia de referencia.

### 1.6. Objetivos

Partiendo desde cero, queremos diseñar, simular e implementar todos los componentes de un PLL, con la particularidad de utilizar un dispositivo de cristal líquido, como el definido anteriormente, como capacidad variable controlada electrónicamente mediante una tensión de control aplicada entre sus terminales, e intentar sustituir a otros dispositivos que en la actualidad llevan los PLL comerciales, siempre desde el punto de vista práctico y con carácter de investigación, especialmente con la célula de cristal líquido de la que dispondremos.

### 1.7. Contenido de la memoria

El contenido de la memoria que se presenta a continuación se estructura como sigue:

En el **capítulo 2**, analizaremos los tipos de cristal líquido, su principio de funcionamiento fundamental y hallaremos el circuito eléctrico equivalente (CEE) de la célula de cristal líquido con la que trabajaremos durante todo el proyecto. Este último análisis será fundamental para el desarrollo del proyecto, y que en base a su CEE realizaremos las simulaciones.



## CAPÍTULO 1: INTRODUCCIÓN Y OBJETIVOS

En el **capítulo 3**, se diseñará teóricamente tanto el VCO, con el CEE del capítulo anterior, como el PLL completo y se realizará la simulación Pspice de ambos circuitos por separados.

El **capítulo 4** está reservado para los cálculos experimentales en el laboratorio, ya que tras comprobar que la simulación ha funcionado correctamente, y habiendo hecho bien los CEE, el montaje del laboratorio resulta un poco más sencillo. Se tomarán medidas y se analizarán y compararán los resultados experimentales con los de la simulación.

En el **capítulo 5**, se expondrán las conclusiones y se expondrán posibles trabajos futuros a realizar.

En el **Capítulo 6** se presenta la Bibliografía, tanto la impresa como la que hemos utilizado en la web.

En el **Capítulo 7** se describe el Presupuesto, donde se incluye todos los gastos aplicables al proyecto.



## **2. DISPOSITIVOS DE CRISTAL LÍQUIDO. CARACTERIZACIÓN ELÉCTRICA**



## **CAPÍTULO 2: DISPOSITIVOS DE CRISTAL LÍQUIDO. CARACTERIZACIÓN ELÉCTRICA**



## **2. DISPOSITIVOS DE CRISTAL LÍQUIDO. CARACTERIZACIÓN ELÉCTRICA**

### **2.1. Introducción**

El término "cristal líquido" nos resulta ahora común incluso familiar si tenemos en cuenta que en estos tiempos este término está presente en multitud de pantallas que podemos tener en casa, no obstante cuando se empezó a utilizar dicho elemento, generó cierta controversia ya que si queremos darle un significado literal y tomamos cada una de las palabras de manera estricta:

- a. Líquido es definido por la Real Academia Española (RAE) como un cuerpo de volumen constante: Cuyas moléculas tienen tan poca cohesión que se adaptan a la forma de la cavidad que las contiene, y tienden siempre a ponerse a nivel.
- b. Cristal es definido por la RAE como a una sustancia sólida y rígida. Por lo tanto y, al menos intuitivamente, un cristal debería ser algo completamente opuesto a un líquido. Sin embargo, existen algunos compuestos, denominados cristales líquidos, que muestran este comportamiento dual de un sólido y un líquido, es decir, que, simultáneamente, poseen propiedades de los líquidos, fluidez y viscosidad, y propiedades ópticas que se parecen de manera sorprendente a las de los cristales como, por ejemplo, poder reflejar colores diferentes dependiendo del ángulo bajo el cual se los observe.

En los últimos treinta años se ha descubierto que estas sustancias ocupan un lugar único en la naturaleza. Así, se ha establecido que los cristales líquidos desempeñan, por ejemplo, un papel fundamental en los organismos vivos, ya que el ADN forma diversas fases líquido-cristalinas.

## CAPÍTULO 2: DISPOSITIVOS DE CRISTAL LÍQUIDO. CARACTERIZACIÓN ELÉCTRICA

Por otro lado, debemos señalar como su uso más comercial el debido a las "pantallas planas", es decir las de cristal líquido las cuales generalmente se encuentran controladas por dispositivos electrónicos.

### 2.2. Cristales líquidos. Propiedades básicas y tipos de CL termotrópicos (nemáticos y esmécticos)

#### 2.2.1 Generalidades

Como hemos adelantado en el apartado anterior, el estado cristal líquido es un estado de la materia "a caballo" entre el sólido y el líquido. Se ha descubierto que en este estado las moléculas presentan cierto orden de orientación similar a la de los cristales, permitiendo que el compuesto cristal-líquido presente anisotropía en sus propiedades ópticas y electromagnéticas, aunque carecen de orden posicional al igual que los líquidos.

Los dos grandes grupos en los que podemos clasificar a los cristales líquidos son:

- Liotrópicos
- Termotrópicos, los cuales serán objeto de nuestro estudio, y presentan los siguientes subgrupos:
  - Nemáticos
  - Esméctico
  - Colestérico

Los termotrópicos son ahora mismo los compuestos más utilizados en dispositivos de visualización y aplicaciones de la luz, fotónica. Dichos compuestos de cristal líquido están constituidos por moléculas alargadas con aprox. 20-40 Å de longitud y con aprox. 4-5 Å de anchura, las cuales tienden a orientarse en la dirección de un

## CAPÍTULO 2: DISPOSITIVOS DE CRISTAL LÍQUIDO. CARACTERIZACIÓN ELÉCTRICA

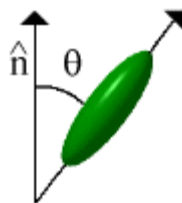
eje común denominado vector director,  $\mathbf{n}$ , el cual, como según su nombre nos hace intuir que representa, la dirección molecular media de la muestra tomada, y que debe ser lo suficientemente pequeña en volumen para que seamos capaces de hablar de dirección molecular, y también lo suficientemente grande como para albergar un número lo suficientemente elevado de moléculas que haga que el cálculo tenga sentido.

En algunos casos es difícil encontrar la barrera que separa los cristales de los cristales líquidos, por lo que surge la necesidad de cuantificar algún parámetro que nos permita "ver" esta frontera con mayor claridad. Esto mismo fue lo que debió pensar Tsvetkov que ha mediados del segundo cuarto del siglo pasado definió un parámetro de orden,  $S$ , que permite cuantificar el grado de ordenación de las moléculas.

Es difícil a veces saber si un material es cristal o cristal líquido, por lo que es definido por (Tsvetkov, 1942) un parámetro de orden,  $S$ , que permite cuantificar el grado de ordenación de las moléculas, y dependiendo del valor del mismo encontraremos el rango de líquido, cristal líquido y sólido, lo definió como:

$$S = \frac{1}{2} \{3 \cos^2 \theta - 1\} \quad (2.1)$$

Donde  $\theta$  es el ángulo que forma el director con el eje largo de la molécula, como se muestra en la siguiente figura:



**Figura 2.1. Esquema para la definición del grado de ordenación molecular de un material cristal líquido**

## CAPÍTULO 2: DISPOSITIVOS DE CRISTAL LÍQUIDO. CARACTERIZACIÓN ELÉCTRICA

Y el término  $\{3\cos^2\theta - 1\}$  indica la media de todas las moléculas de la muestra del tamaño anteriormente indicado, es decir ni muy grande, ni muy pequeña.

Como hemos adelantado el valor de S será el que nos indique de qué tipo de material estamos hablando, de este modo si:

- $S = 0 \rightarrow$  Compuesto líquido.
- $S = 1 \rightarrow$  Compuesto sólido.
- $0.3 < S < 0.9 \rightarrow$  Compuestos de cristal líquido.

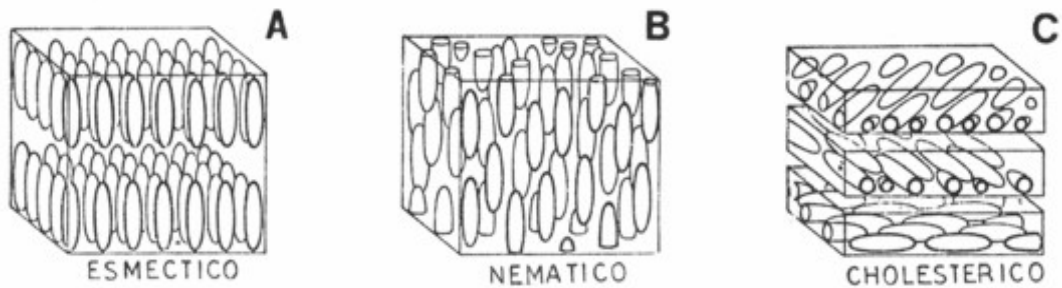
Este grado de ordenación de los cristales líquidos, CLs, es el responsable también para que dichos compuestos presenten anisotropía en muchas de sus propiedades como viscosidad, permitividad dieléctrica, susceptibilidad magnética e índice de refracción, entre otras.

### 2.2.2. Tipos de Termotrópicos

- **Cristal líquido esméctico**, pueden poseer más de una forma de ordenamiento y son en general los de mayor grado de ordenamiento molecular de los tres tipos mencionados. Las moléculas en la mesofase esméctica están siempre ubicadas de forma mutuamente paralela y en capas o estratos paralelos con los ejes largos de sus moléculas perpendiculares al plano de la capa.
- **Cristal líquido nemático**, tiene la característica de poseer moléculas orientadas en paralelo respecto, siempre, de sus ejes largos. Estas moléculas no están tan restringidos en sus movimientos como los cristales del tipo esméctico y por lo tanto están ubicadas en forma paralela pero no estratificada.

## CAPÍTULO 2: DISPOSITIVOS DE CRISTAL LÍQUIDO. CARACTERIZACIÓN ELÉCTRICA

- **Cristal líquido colestérico**, es una forma distorsionada del tipo nemático en el que la orientación sufre la rotación de uno de sus ejes.



**Figura 2.2. Representación esquemática de mesofases cristal líquido**

Cabe reseñar que si las moléculas que constituyen el CL son ópticamente activas aparecen las versiones quirales de los dos modelos básicos, nemáticos quirales o colestéricos y esmétricos y esmétricos quirales.

### 2.2.3. Principio de funcionamiento de un dispositivo de CL nemático-torsionado (TN).

Antes de explicar el principio de funcionamiento de un dispositivo de CL TN, vamos a hacer una reseña sobre su composición:

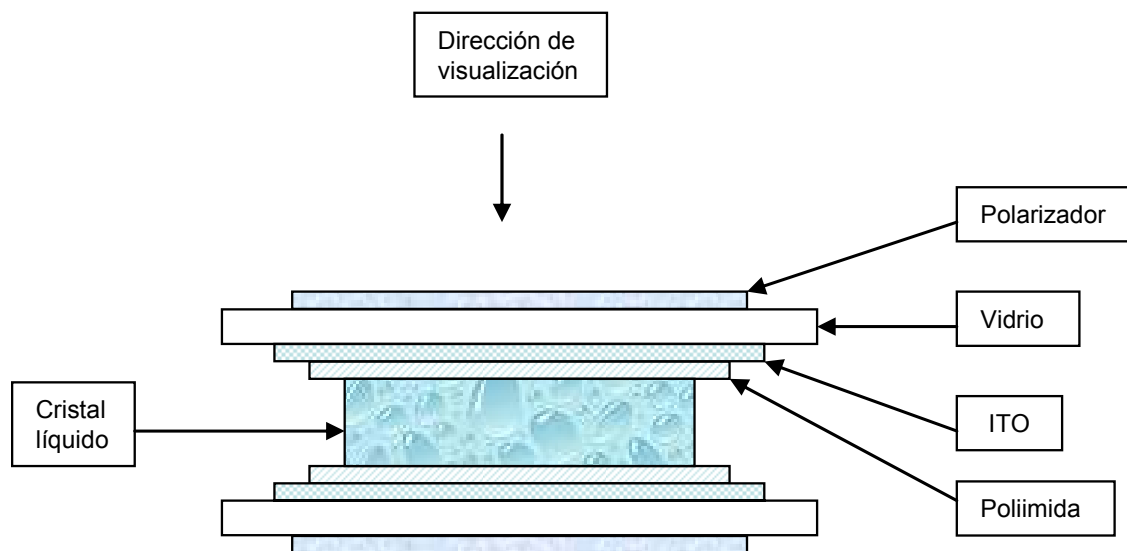
La cara interna de los vidrios se presenta recubierta por un conductor transparente, generalmente óxido de indio-estaño (**ITO**) que permite la aplicación de las señales de excitación.

Para explicar el adjetivo de "torsionado", "twisted", se debe indicar que el eje molecular del cristal líquido sufre una rotación de aproximadamente  $90^\circ$  desde la cara de entrada hasta la cara de salida del dispositivo. Para conseguir este giro molecular se deposita sobre la cara interna de los sustratos de vidrio una capa de polímero, por ejemplo poliimida, que posteriormente se frota en la dirección

## CAPÍTULO 2: DISPOSITIVOS DE CRISTAL LÍQUIDO. CARACTERIZACIÓN ELÉCTRICA

adecuada para producir microsurcos en la superficie de los sustratos. El eje largo de las moléculas tiende a orientarse en paralelo a la dirección de los microsurcos, lo que se denomina alineamiento homogéneo.

Por tanto si se hace que la dirección de alineamiento del sustrato de salida sea perpendicular a la del sustrato de entrada se conseguirá el giro uniforme de las moléculas del CL, en el interior de la célula, y el funcionamiento estará asegurado.



**Figura 2.3. Estructura de un dispositivo de cristal líquido**

Para poder conseguir un buen compuesto torsionado, el compuesto que se usa es el nemático que además estará dopado con una pequeña cantidad de colestérico el cual favorecerá el giro de las moléculas.

El espesor de las células de cristal líquido es muy importante, por lo que ha de mantenerse una uniformidad, a poder ser de unas pocas micras, ( $\approx 10\mu$ ), para lo que se empleará a tal fin unos separadores transparentes.

El principio de funcionamiento fue descrito en 1970 por Helfrich y Schadt. Por lo que podemos explicar que el funcionamiento de estos dispositivos se basa en el

## CAPÍTULO 2: DISPOSITIVOS DE CRISTAL LÍQUIDO. CARACTERIZACIÓN ELÉCTRICA

cambio del estado de polarización que experimenta la luz al atravesarlos. De modo que con tensión aplicada inferior al voltaje umbral, el estado de polarización de la luz incidente rota con el eje molecular del CL, aproximadamente  $90^\circ$ , debido a la anisotropía óptica del CL, y siempre que se cumpla la condición de Mauguin, que para el caso de células TN con giro molecular de aproximadamente  $90^\circ$  es:

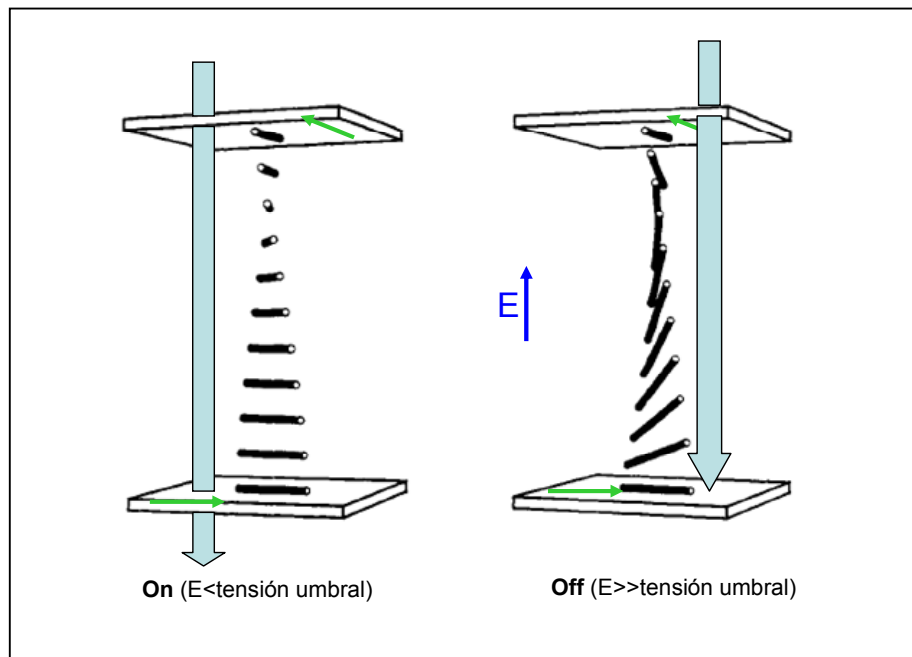
$$2\Delta n d \gg \lambda \quad (2.2)$$

Donde  $d$  es el espesor del dispositivo,  $\lambda$  es la longitud de onda de la luz incidente y  $\Delta n$  es la diferencia entre los índices de refracción extraordinario y ordinario del CL.

De modo que si se aplica una tensión lo bastante elevada a la célula TN, las moléculas del CL que se encuentran en el interior se reorientarán y tenderán a situarse en paralelo a la dirección del campo eléctrico aplicado, esto es debido a la anisotropía dieléctrica positiva del CL, quedando los extremos invariantes dicho giro, ya que la dirección en dichos extremos vendrá fijada por los surcos de alineamiento de los vidrios del dispositivo.

En estas condiciones de tensión elevada, la luz que incide sobre el polarizador de entrada no cambia su estado de polarización al atravesar la célula TN, con lo que, a la salida la dirección de polarización de la luz es perpendicular al eje de paso del cristal de paso y, por lo tanto, no se produce transmisión de luz en este caso (estado OFF).

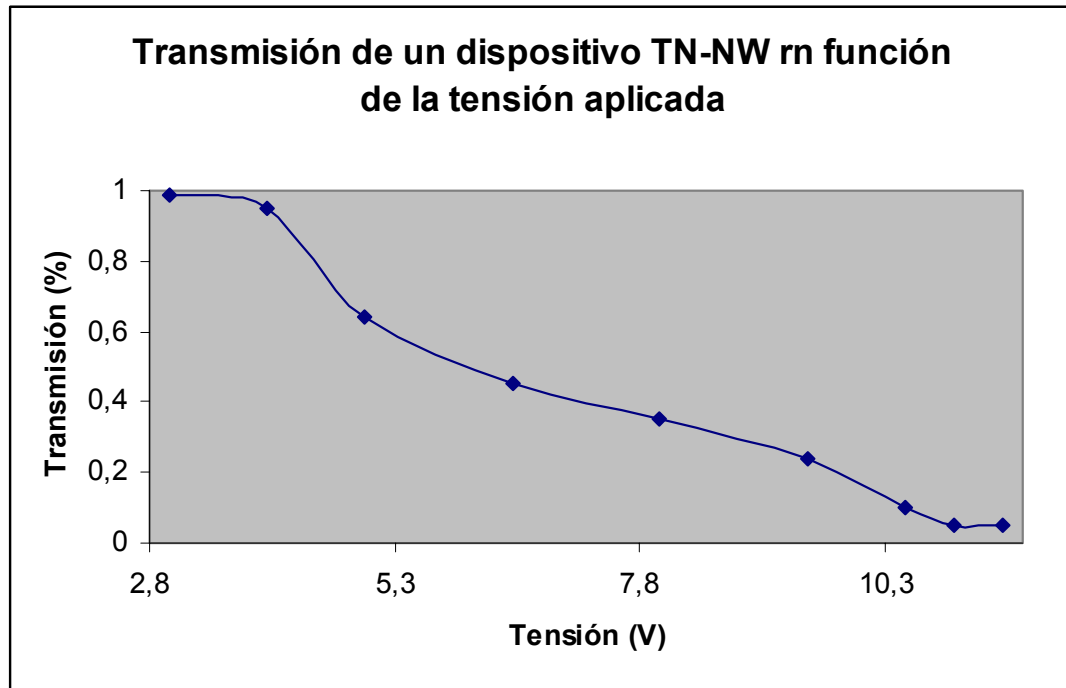
## CAPÍTULO 2: DISPOSITIVOS DE CRISTAL LÍQUIDO. CARACTERIZACIÓN ELÉCTRICA



**Figura 2.4. Principio de funcionamiento de un dispositivo de cristal líquido nemático torsionado (TN)**

Cabe pensar en qué pasaría si la tensión aplicada es mayor que la umbral, pero no tanto como para destruir completamente el giro de  $90^\circ$  de las moléculas, y la respuesta es que se producen transmisiones parciales de luz, escala de grises, como se muestra en la figura 2.5, donde se han tomado los valores del dispositivo que estamos utilizando en este proyecto.





**Figura 2.5. Transmisión de un dispositivo TN en función de la tensión eficaz aplicada entre sus terminales**

#### 2.2.4. Caracterización eléctrica del dispositivo TN.

Desde el punto de vista eléctrico, un dispositivo TN se comporta básicamente como un condensador real con un dieléctrico no ideal (el CL), cuya capacidad puede variarse modificando la tensión eficaz aplicada entre sus electrodos. Para caracterizar eléctricamente nuestro dispositivo de cristal líquido nemático torsionado, TN, utilizaremos la técnica basada en la Espectroscopia de Impedancia, conforme indica la figura siguiente.

## CAPÍTULO 2: DISPOSITIVOS DE CRISTAL LÍQUIDO. CARACTERIZACIÓN ELÉCTRICA

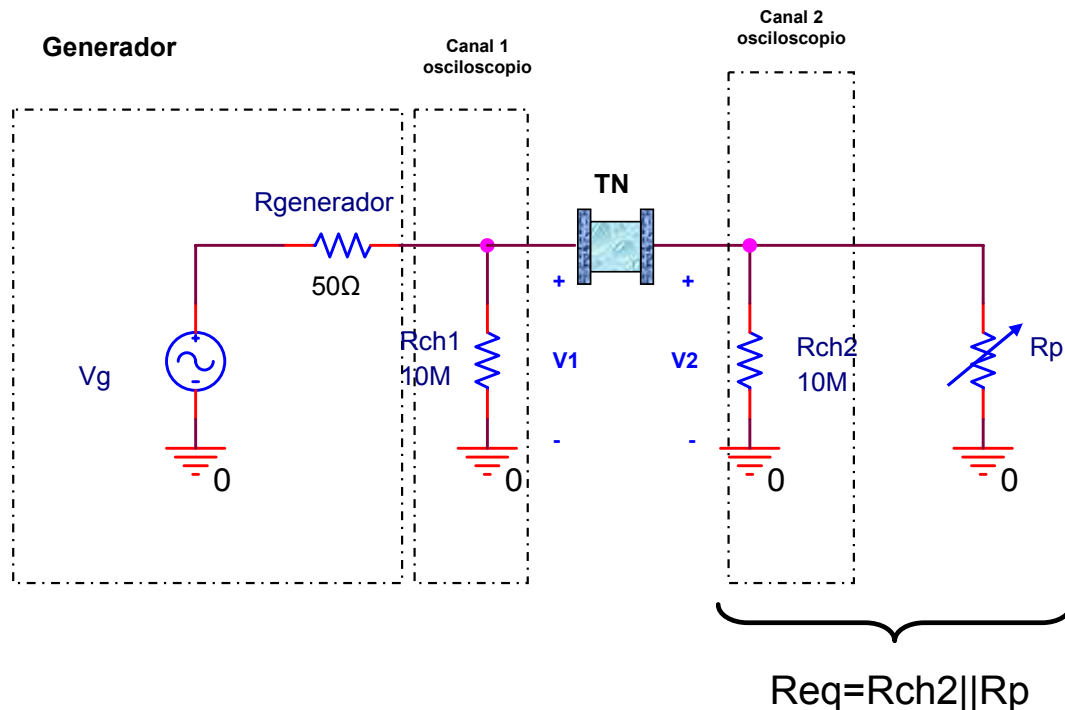


Figura 2.6. Circuito experimental para la medida de impedancia de un dispositivo TN

### 2.2.4.1. Medida de impedancia sin conmutar. Obtención del CEE sin conmutar.

En primer lugar, se realizará la medida de la impedancia compleja, módulo y fase, del dispositivo en función de la frecuencia. Esta medida se llevará a cabo con el **dispositivo si conmutar**, esto es, aplicándole una tensión eficaz inferior a su tensión umbral.

Midiendo con el osciloscopio la amplitud de las tensiones  $V_1$ ,  $V_2$  y midiendo el desfase de la tensión  $V_2$  respecto de la tensión del generador ( $V_1$ ), se puede obtener el módulo y la fase de la impedancia de la célula TN ( $Z_{TN}$ ) a la frecuencia a la que se realiza la medida. Repitiendo el proceso para diferentes frecuencias podemos obtener la variación, en módulo y fase, de la impedancia del dispositivo.

## CAPÍTULO 2: DISPOSITIVOS DE CRISTAL LÍQUIDO. CARACTERIZACIÓN ELÉCTRICA

Antes de realizar la medida, se va a describir el desarrollo matemático que nos permitirá obtener el módulo y la fase de la impedancia de la célula TN a partir de las medidas realizadas.

Tomando como referencia la tensión suministrada por el generador, las tensiones senoidales V1 y V2 pueden expresarse como:

$$V1 = |V1| e^{j0^\circ} = |V1| \quad (2.3)$$

$$V2 = |V2| e^{j\theta_2} = |V2| \cos \theta_2 + j |V2| \sin \theta_2 \quad (2.4)$$

Donde  $\theta_2$  es el desfase en grados de la señal V2 respecto de V1, y se calcula del siguiente modo:

$$\theta_2 = \Delta t_2 \cdot 360 \cdot f \quad (2.5)$$

Analizando ahora el circuito para la medida de la impedancia se tiene:

$$Z_{TN} = \frac{V1 - V2}{V2} R_{eq} = \frac{|V1| - |V2| \cos \theta_2 - j |V2| \sin \theta_2}{|V2| \cos \theta_2 + j |V2| \sin \theta_2} R_{eq} \quad (2.6)$$

Calculando el módulo y la fase de esta expresión se tiene:

$$Z_{TN} = \frac{R_{eq}}{|V2|} \sqrt{|V1|^2 + |V2|^2 - 2 |V1| \cdot |V2| \cdot \cos \theta_2} \quad (2.7)$$

$$\text{fase } Z_{TN} = \arctg \left( \frac{-|V2| \cdot \sin \theta_2}{|V1| - |V2| \cdot \cos \theta_2} \right) - \theta_2 \quad (2.8)$$

## CAPÍTULO 2: DISPOSITIVOS DE CRISTAL LÍQUIDO. CARACTERIZACIÓN ELÉCTRICA

Para obtener la medida de la impedancia con menor error hemos ajustado el valor del potenciómetro  $R_p$  para cada frecuencia, de forma que se obtenga siempre

$$|V_2| = \frac{|V_1|}{2}.$$

Se adjunta la tabla donde se han tomado las medidas:

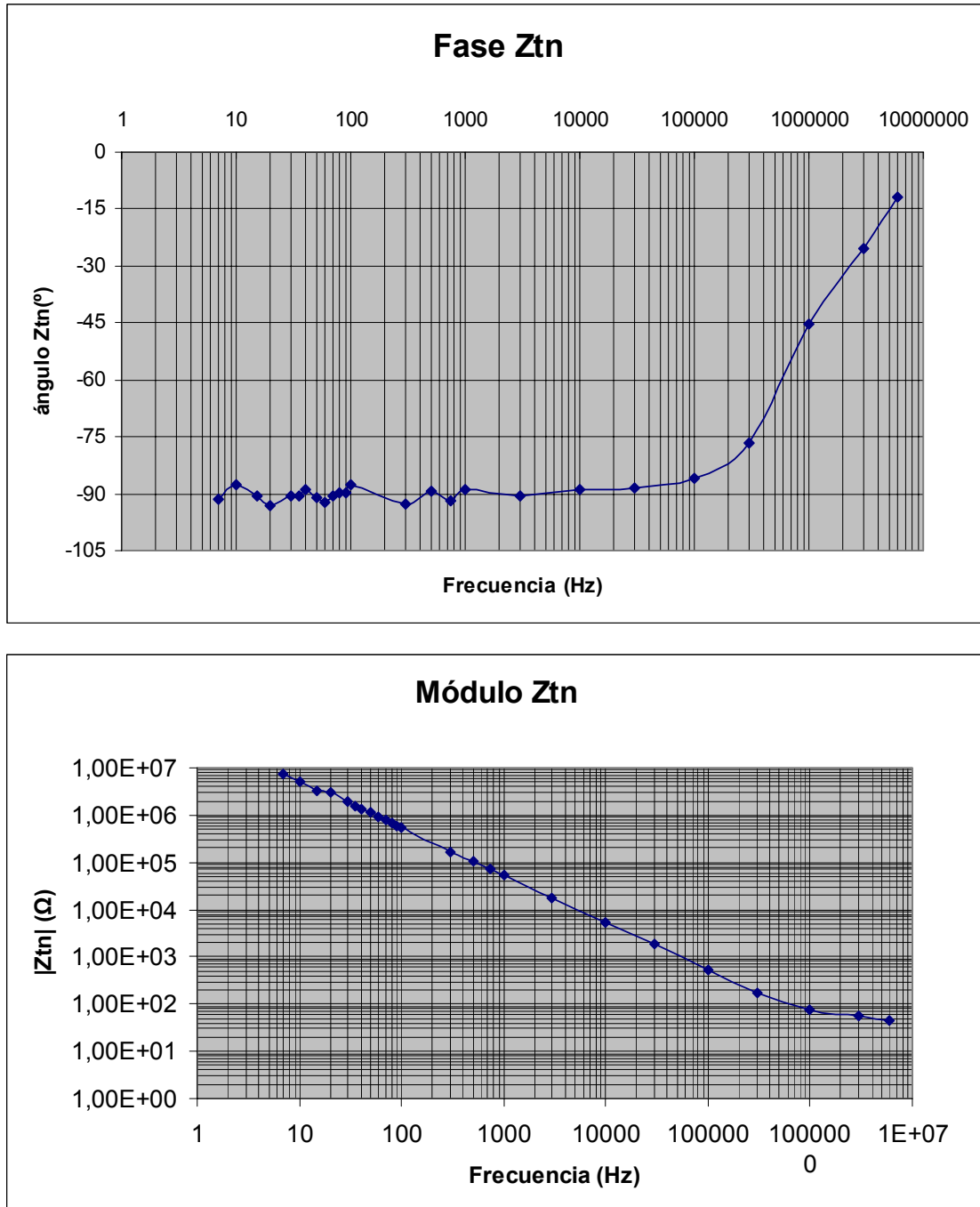
f (Hz)	V1 (V)	V2 (V)	$R_p$ ( $\Omega$ )	$R_{eq}(\Omega)$	$\Delta T_2(s)$	$\theta_2(^{\circ})$	$ Z_{TN} (\Omega)$	fase $Z_{tn}$ ( $^{\circ}$ )
7	0,5	0,25	7,35E+06	4,24E+06	2,44E-02	61,488	7,45E+06	-91,4770098
10	0,5	0,25	4,55E+06	3,13E+06	1,60E-02	57,6	5,29E+06	-87,5702645
15	0,5	0,25	2,68E+06	2,11E+06	1,12E-02	60,48	3,68E+06	-90,4788448
20	0,5	0,25	1,75E+06	1,49E+06	8,80E-03	63,36	2,66E+06	-93,3049968
30	0,5	0,25	1,12E+06	1,01E+06	5,60E-03	60,48	1,75E+06	-90,4788448
35	0,5	0,25	9,55E+05	8,72E+05	4,80E-03	60,48	1,52E+06	-90,4788448
40	0,5	0,25	8,07E+05	7,47E+05	4,10E-03	59,04	1,28E+06	-89,0353114
50	0,5	0,25	6,45E+05	6,06E+05	3,40E-03	61,2	1,06E+06	-91,1928317
60	0,5	0,25	5,30E+05	5,03E+05	2,88E-03	62,208	8,91E+05	-92,1839743
70	0,5	0,25	4,52E+05	4,32E+05	2,40E-03	60,48	7,53E+05	-90,4788448
80	0,5	0,25	4,00E+05	3,85E+05	2,08E-03	59,904	6,66E+05	-89,9039535
90	0,5	0,25	3,49E+05	3,37E+05	1,84E-03	59,616	5,82E+05	-89,6152542
100	0,5	0,25	3,23E+05	3,13E+05	1,60E-03	57,6	5,29E+05	-87,5702645
300	0,5	0,25	9,70E+04	9,61E+04	5,80E-04	62,64	1,71E+05	-92,6058005
500	0,5	0,25	6,36E+04	6,32E+04	3,30E-04	59,4	1,09E+05	-89,3981752
750	0,5	0,25	4,25E+04	4,23E+04	2,30E-04	62,1	7,49E+04	-92,0782437
1,00E+03	0,5	0,25	3,14E+04	3,13E+04	1,64E-04	59,04	5,37E+04	-89,0353114
3,00E+03	0,5	0,25	1,08E+04	1,08E+04	5,60E-05	60,48	1,88E+04	-90,4788448
1,00E+04	0,5	0,25	3,30E+03	3,30E+03	1,64E-05	59,04	5,66E+03	-89,0353114
3,00E+04	0,5	0,25	1,08E+03	1,08E+03	5,40E-06	58,32	1,84E+03	-88,305536
1,00E+05	0,5	0,25	3,15E+02	3,15E+02	1,56E-06	56,16	5,24E+02	-86,0827476
3,00E+05	0,5	0,25	1,17E+02	1,17E+02	4,40E-07	47,52	1,77E+02	-76,6270273
1,00E+06	0,5	0,25	7,15E+01	7,15E+01	6,80E-08	24,48	8,34E+01	-45,2967058
3,00E+06	0,5	0,25	5,39E+01	5,39E+01	1,20E-08	12,96	5,66E+01	-25,296342
6,00E+06	0,5	0,25	4,49E+01	4,49E+01	2,80E-09	6,048	4,54E+01	-12,0295342

	Condiciones impuestas
	Medidas tomadas
	Medidas calculadas

**Tabla 2.1. Medidas de la impedancia compleja, módulo y fase del dispositivo TN**

## CAPÍTULO 2: DISPOSITIVOS DE CRISTAL LÍQUIDO. CARACTERIZACIÓN ELÉCTRICA

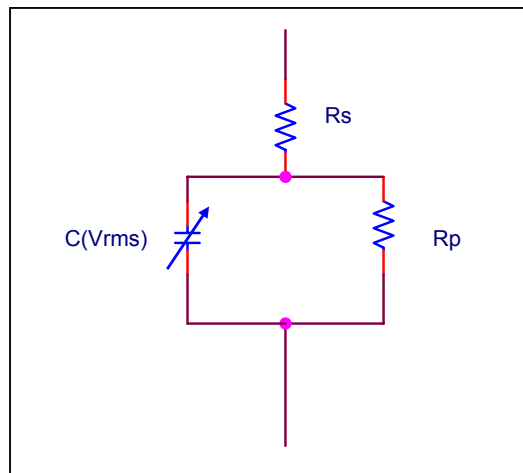
Con los datos de la tabla podemos representar gráficamente el módulo y la fase de la impedancia de la célula  $Z_{TN}$  sin conmutar, en función de la frecuencia:



**Figura 2.7. Representación del módulo y la fase de la impedancia del dispositivo TN en función de la frecuencia**

## CAPÍTULO 2: DISPOSITIVOS DE CRISTAL LÍQUIDO. CARACTERIZACIÓN ELÉCTRICA

El Circuito Eléctrico Equivalente (CEE) del dispositivo, en el rango de frecuencias de medida, es el siguiente:

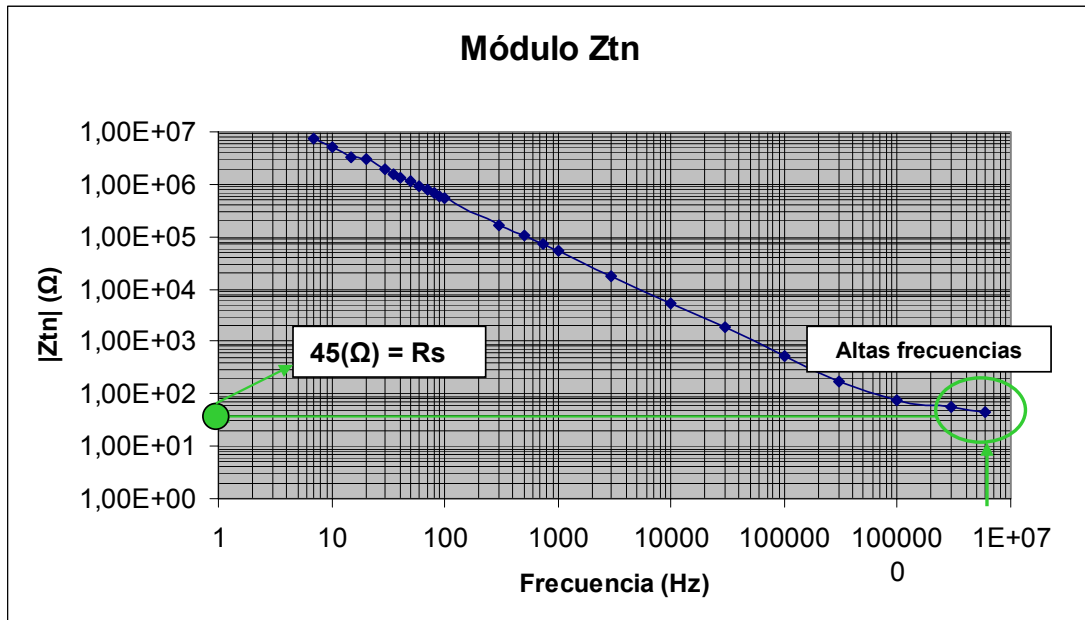


**Figura 2.8. Circuito eléctrico equivalente del dispositivo TN en el rango de frecuencias de medida (1Hz-5MHz)**

De modo que disponemos de los datos suficientes para hallar los valores de nuestro CEE, así:

- $R_s$  la obtendremos de la gráfica del módulo de  $Z_{tn}$ , ya que a altas frecuencias el condensador se comporta como un corto circuito, por tanto la impedancia total será igual a  $R_s$ :

## CAPÍTULO 2: DISPOSITIVOS DE CRISTAL LÍQUIDO. CARACTERIZACIÓN ELÉCTRICA



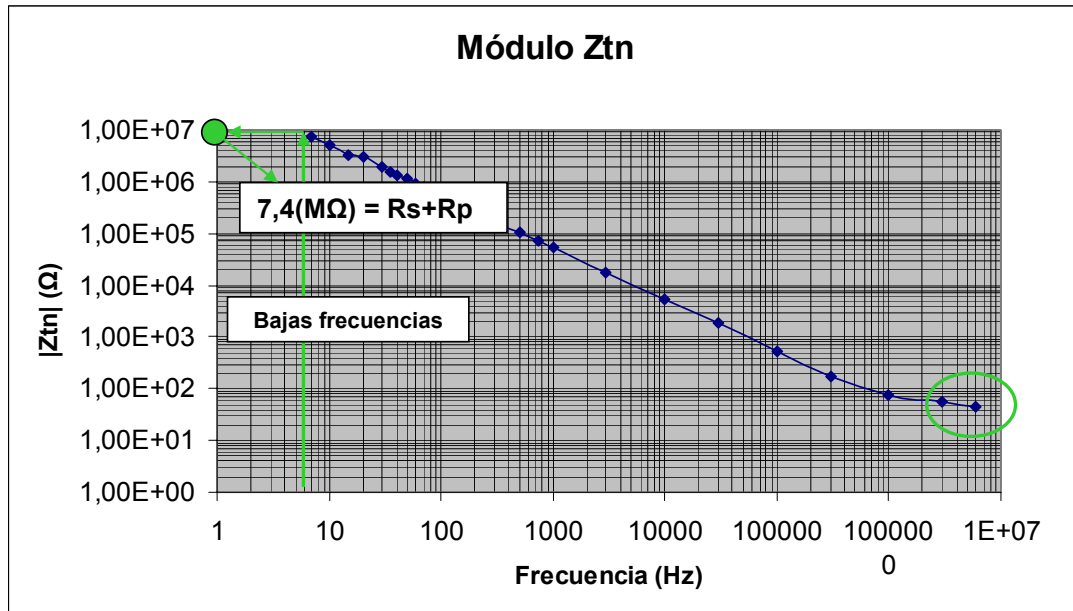
**Figura 2.9. Determinación del componente  $R_s$  del CEE del dispositivo TN, a partir de la medida de impedancia**

$$R_s = 45\Omega$$

- $R_p$  la obtendremos analizando la gráfica del módulo de  $Z_{tn}$  a bajas frecuencias, ya que es a esas frecuencias cuando el condensador se comporta como un circuito abierto presentando impedancia máxima, de modo que:

$$Z_{tn} \sim R_s + R_p \rightarrow R_p \sim 7,4M\Omega$$

## CAPÍTULO 2: DISPOSITIVOS DE CRISTAL LÍQUIDO. CARACTERIZACIÓN ELÉCTRICA

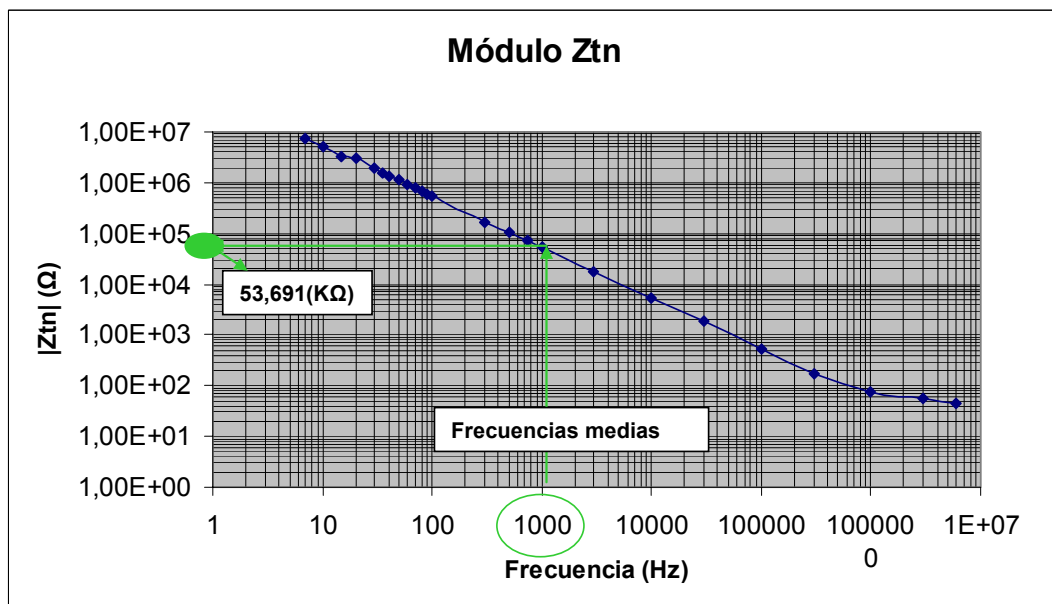
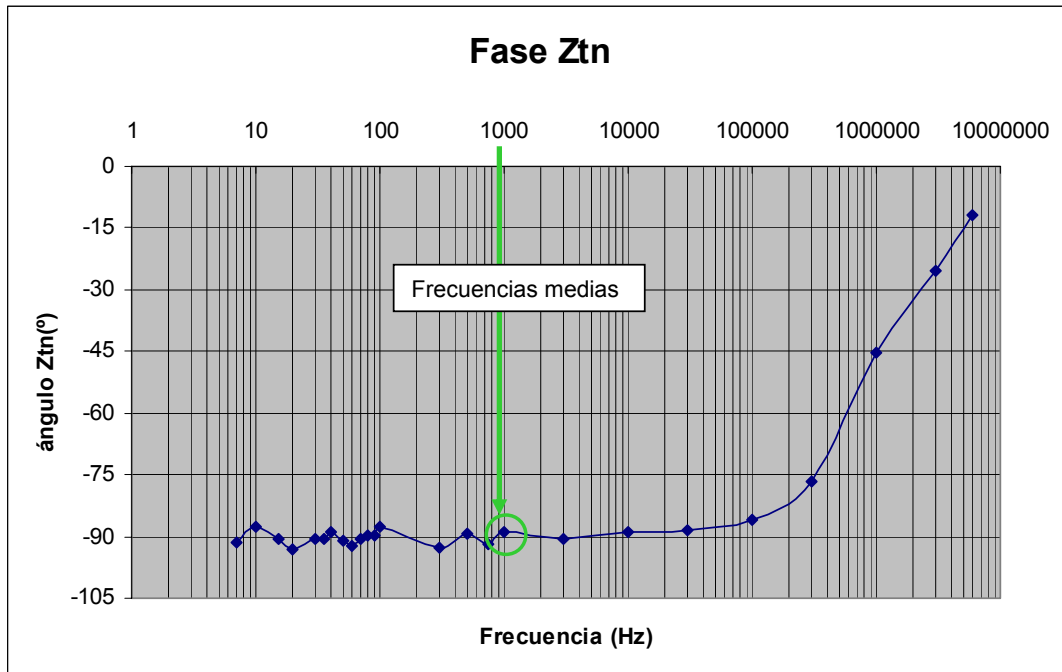


**Figura 2.10. Determinación del componente  $R_p$  del CEE del dispositivo TN, a partir de la medida de impedancia**

- $C(V_{rms})$  la obtendremos mirando ambas gráficas, ya que en la de la fase miraremos cuando trabajamos a frecuencias medias y en la del módulo, calcularemos el valor de la impedancia total, así tenemos que:



## CAPÍTULO 2: DISPOSITIVOS DE CRISTAL LÍQUIDO. CARACTERIZACIÓN ELÉCTRICA



**Figura 2.11. Determinación del componente  $C(V_{rms})$  del CEE del dispositivo TN, a partir de la medida de impedancia**

Del CEE sabemos que:

## CAPÍTULO 2: DISPOSITIVOS DE CRISTAL LÍQUIDO. CARACTERIZACIÓN ELÉCTRICA

$$|Z_{tn}| = R_s + \left( \frac{1}{\omega C} // R_p \right) = R_s + \frac{\frac{R_p}{\omega C}}{\frac{1}{\omega C} + R_p} = R_s + \frac{R_p}{1 + R_p \cdot \omega C} = \frac{R_s + R_s R_p \cdot \omega C + R_p}{1 + R_p \cdot \omega C} \quad (2.9)$$

Despejando de la ecuación (2.9)  $\omega C$  se tiene:

$$\omega C (Z_{tn} R_p - R_s R_p) = R_s + R_p - Z_{tn}$$

$$\omega C = \frac{R_s + R_p - Z_{tn}}{Z_{tn} R_p - R_s R_p} = 1,85 \cdot 10^{-5}$$

Siendo  $\omega = 2\pi f$ , donde  $f = 1$  kHz:

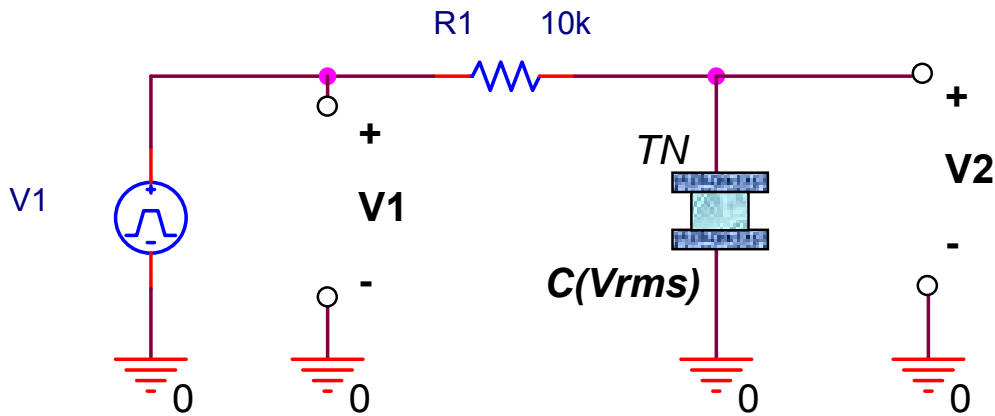
$$C = \frac{1,85 \cdot 10^{-5}}{2\pi \cdot 1000} = 2,94 nF$$

### 2.2.4.2. Medida de la variación de la capacidad con la tensión aplicada.

Hemos de tener en cuenta que la capacidad de una pantalla de CL nemático en configuración *Twist* (TN) varía de forma no lineal con la tensión aplicada entre sus bornes, y consideramos que la capacidad toma un valor constante mientras la tensión eficaz permanezca invariante.

De modo que para caracterizar la capacidad del TN, hemos introducido la célula en una red RC, como la de la figura siguiente, donde  $C(V_{rms})$  es la capacidad de nuestro CL, por lo que nuestro circuito siguiente funcionará como un filtro de primer orden (un solo efecto capacitivo).

## CAPÍTULO 2: DISPOSITIVOS DE CRISTAL LÍQUIDO. CARACTERIZACIÓN ELÉCTRICA



**Figura 2.12. Circuito experimental para la determinación de la variación de la capacidad de la célula TN con la tensión eficaz aplicada entre sus terminales**

En un filtro de primer orden como el anterior, la frecuencia de corte superior es prácticamente igual al ancho de banda del mismo que se expresa del siguiente modo:

$$BW = \frac{1}{2\pi \cdot R \cdot C} \quad (2.10)$$

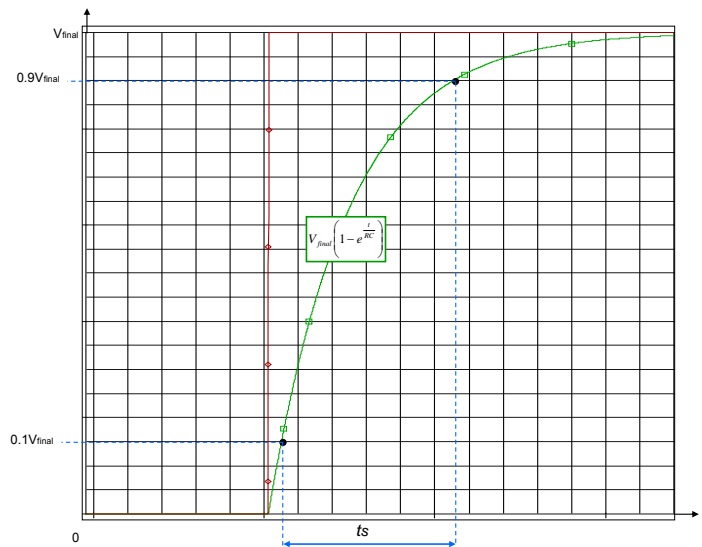
Por otra parte, en un filtro RC podemos asumir que:

$$f_c = BW \quad (2.11)$$

$$f_c = \frac{0.35}{t_s} \quad (2.12)$$

Para demostrarlo, definimos el tiempo de subida,  $t_s$ , como el tiempo requerido por el voltaje para incrementar desde el 10% hasta el 90% de su valor final, como se muestra en la figura 2.13.

## CAPÍTULO 2: DISPOSITIVOS DE CRISTAL LÍQUIDO. CARACTERIZACIÓN ELÉCTRICA



**Figura 2.13. Representación de la curva exponencial de carga del condensador en un circuito RC de primer orden**

Expresando la curva en su modo exponencial, tenemos que:

$$v = V_{final} \left( 1 - e^{-t/RC} \right) \quad (2.13)$$

Cuando  $v = 0.1V_{final}$  (10% del valor final), sustituyendo en la ecuación (2.13)

$$0.1V_{final} = V_{final} \left( 1 - e^{-t/RC} \right) = V_{final} - V_{final} \cdot e^{-t/RC}$$

$$V_{final} \cdot e^{-t/RC} = 0.9V_{final}$$

$$e^{-t/RC} = 0.9$$

$$\ln e^{-t/RC} = \ln 0.9$$

$$-\frac{t}{RC} = -0.1$$

$$t = 0.1RC$$

Cuando  $v = 0.9V_{final}$  (90% del valor final), sustituyendo en la ecuación (2.13):

## CAPÍTULO 2: DISPOSITIVOS DE CRISTAL LÍQUIDO. CARACTERIZACIÓN ELÉCTRICA

$$\begin{aligned}
 0.9V_{final} &= V_{final} (1 - e^{-t/RC}) = V_{final} - V_{final} \cdot e^{-t/RC} \\
 V_{final} \cdot e^{-t/RC} &= 0.1V_{final} \\
 e^{-t/RC} &= 0.1 \\
 \ln e^{-t/RC} &= \ln 0.1 \\
 -\frac{t}{RC} &= -2.3 \\
 t &= 2.3RC
 \end{aligned}$$

Por tanto, la diferencia entre tiempos, es el tiempo de subida,  $t_s$

$$t_s = 2.3RC - 0.1RC = 2.2RC$$

Y como la frecuencia de corte de un circuito RC es:

$$f_c = \frac{1}{2\pi RC} \quad (2.14)$$

Despejando de (2.14), tenemos que:

$$RC = \frac{1}{2\pi \cdot f_c}$$

Sustituyendo,

$$\begin{aligned}
 t_s &= \frac{2.2}{2\pi \cdot f_c} = 0.35 f_c \\
 f_c &= \frac{0.35}{t_s} = BW
 \end{aligned}$$

Quedando demostradas las ecuaciones (2.11) y (2.12).

A continuación se muestran los datos obtenidos en la medida de la variación de la capacidad de la célula de cristal líquido TN.

## CAPÍTULO 2: DISPOSITIVOS DE CRISTAL LÍQUIDO. CARACTERIZACIÓN ELÉCTRICA

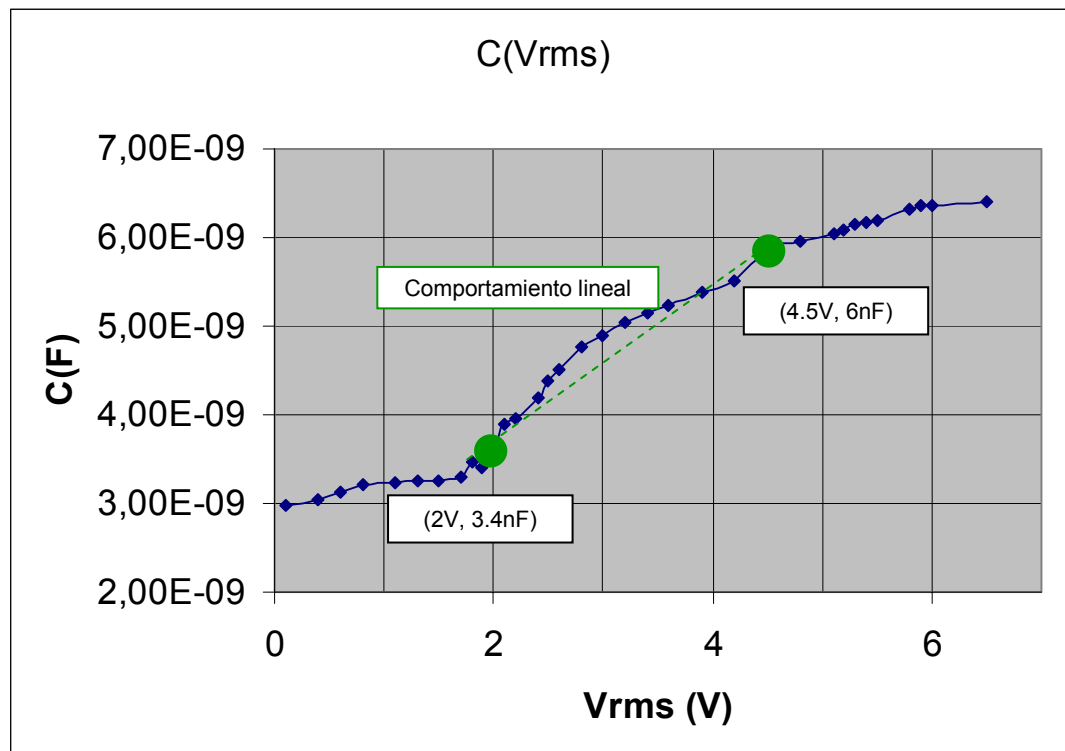
frec vi (Hz)	Vi (Vpp)	VTN(Vrms)	Tsubida(us)	BW(Hz)	C(Vrms)
1000	0,2	0,1	65,5	5,34E+03	2,9785E-09
1000	0,8	0,4	67	5,22E+03	3,0467E-09
1000	1,2	0,6	68,8	5,09E+03	3,1285E-09
1000	1,6	0,8	70,8	4,94E+03	3,2195E-09
1000	2,2	1,1	71,2	4,92E+03	3,2377E-09
1000	2,6	1,3	71,4	4,90E+03	3,2468E-09
1000	3	1,5	71,6	4,89E+03	3,2559E-09
1000	3,4	1,7	72,4	4,83E+03	3,2922E-09
1000	3,6	1,8	76,2	4,59E+03	3,465E-09
1000	3,8	1,9	74,7	4,69E+03	3,3968E-09
1000	4	2	80	4,38E+03	3,6378E-09
1000	4,2	2,1	85,5	4,09E+03	3,8879E-09
1000	4,4	2,2	86,8	4,03E+03	3,947E-09
1000	4,8	2,4	92,4	3,79E+03	4,2017E-09
1000	5	2,5	96,4	3,63E+03	4,3836E-09
1000	5,2	2,6	99	3,54E+03	4,5018E-09
1000	5,6	2,8	104,7	3,34E+03	4,761E-09
1000	6	3	107,4	3,26E+03	4,8838E-09
1000	6,4	3,2	111	3,15E+03	5,0475E-09
1000	6,8	3,4	113,1	3,09E+03	5,143E-09
1000	7,2	3,6	115	3,04E+03	5,2294E-09
1000	7,8	3,9	118,3	2,96E+03	5,3794E-09
1000	8,4	4,2	121,4	2,88E+03	5,5204E-09
400	9	4,5	129	2,71E+03	5,866E-09
400	9,6	4,8	131	2,67E+03	5,9569E-09
400	10,2	5,1	133	2,63E+03	6,0479E-09
400	10,4	5,2	134	2,61E+03	6,0934E-09
400	10,6	5,3	135	2,59E+03	6,1388E-09
400	10,8	5,4	135,5	2,58E+03	6,1616E-09
400	11	5,5	136	2,57E+03	6,1843E-09
400	11,6	5,8	139	2,52E+03	6,3207E-09
400	11,8	5,9	140	2,50E+03	6,3662E-09
400	12	6	140	2,50E+03	6,3662E-09
400	13	6,5	141	2,48E+03	6,4117E-09

	Condiciones impuestas
	Medidas tomadas
	Medidas calculadas

**Tabla 2.2. Medidas de la variación de la capacidad del dispositivo TN con la tensión eficaz aplicada.**

## CAPÍTULO 2: DISPOSITIVOS DE CRISTAL LÍQUIDO. CARACTERIZACIÓN ELÉCTRICA

Con los datos de la tabla, podemos representar gráficamente el comportamiento capacitivo de la célula TN:



**Figura 2.14. Representación de la variación de la capacidad del dispositivo TN con la tensión eficaz aplicada entre sus terminales**

A tenor de la gráfica, y de los datos numéricos de la tabla, podemos elegir la zona en la que trabajaremos con nuestro TN, así pues hemos elegido la zona más favorable, en la que nuestro TN presenta un comportamiento aproximadamente lineal, entre 3.4nF y 6nF, para una tensión entre sus bornes de 2V y 4.5V, y a frecuencias medias, entre 10Hz y 20 kHz, como hemos visto en el apartado anterior.

Por tanto, y sin perder de vista el conjunto del que es parte nuestro TN, esto es de un VCO (Oscilador Controlado por Tensión), que a su vez es parte de nuestro PLL, podemos ver que pequeñas variaciones de nuestro TN afectan directamente al funcionamiento de nuestro PLL final.



## **CAPÍTULO 2: DISPOSITIVOS DE CRISTAL LÍQUIDO. CARACTERIZACIÓN ELÉCTRICA**

Así que entre el rango de funcionamiento capacitivo del TN que hemos elegido, esto es entre 3.4nF y 6nF, controlaremos la frecuencia de oscilación de nuestro VCO, que adelantando podemos decir que se trata de oscilador de relajación.





### **CAPÍTULO 3: DISEÑO Y SIMULACIÓN DEL PLL**

## **3. DISEÑO Y SIMULACIÓN DEL PLL**



### **CAPÍTULO 3: DISEÑO Y SIMULACIÓN DEL PLL**

### **3. DISEÑO Y SIMULACIÓN DEL PLL**

#### **3.1. Introducción**

En este capítulo el objetivo final es obtener la simulación de un PLL que diseñaremos, del cual esperamos que sea lo más semejante a la realidad para poder alcanzar nuestros objetivos iniciales.

El primer inconveniente para obtener el PLL será diseñar un VCO con el cristal líquido que está siendo objeto de estudio.

Posteriormente procederemos al diseño de los elementos más simples de nuestro PLL, que acabará con la integración total y final de nuestro PLL completo.

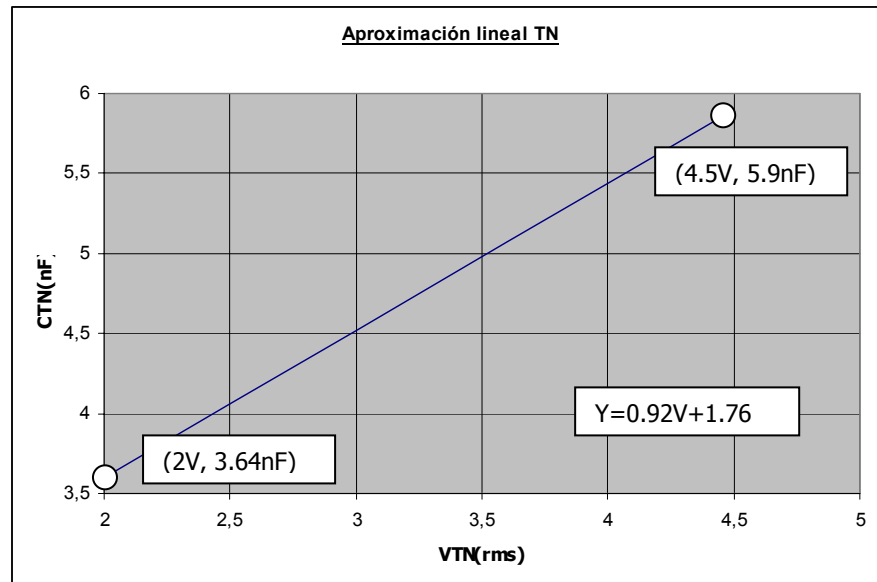
#### **3.2. Diseño y simulación del VCO con el dispositivo de CL**

Para simular el cristal líquido con el Pspice, tomaremos el circuito equivalente, que se ha definido como un condensador que varía, entre 3.4nF y 6nF, cuando variamos la tensión eficaz entre sus bornes, de 2 a 4.5V.

Por lo que para simular esa variación lineal, utilizaremos uno de los componentes de Pspice, el componente **Cbreak**. Este componente permite implementar un condensador de capacidad variable según la tensión aplicada entre sus terminales. El programa permite introducir una variación lineal o cuadrática de la capacidad. En este trabajo implementaremos una variación lineal, seleccionando el tramo de funcionamiento lineal del dispositivo TN, que es la que nos interesa para la implementación práctica del PLL.

Haciendo referencia a la figura 2.14 del capítulo anterior, hallaremos los parámetros de la recta equivalente, en la zona de comportamiento lineal de la capacidad equivalente del dispositivo de CL:

### CAPÍTULO 3: DISEÑO Y SIMULACIÓN DEL PLL



**Figura 3.1. Aproximación lineal a la variación de la capacidad equivalente del dispositivo de CL para un rango de tensiones aplicadas entre 2V y 4.5V**

De la ecuación explícita de una recta,  $y = ax + b$  (3.1), podemos calcular los parámetros que nos definen la recta de aproximación, tan solo con dar valores y sustituir:

$$\left. \begin{array}{l} 3.6 = a \cdot 2 + b \\ 5.9 = a \cdot 4.5 + b \end{array} \right\} \begin{array}{l} b = 3.6 - 2a \\ 2.5a = 2.3 \rightarrow a = 0.92 \\ \Rightarrow b = 3.6 - 2a = 3.6 - 2 \cdot 0.92 = 1.76 \end{array}$$

De la ecuación de la recta, podemos deducir los siguientes valores del condensador que los comparemos con los hallados experimentalmente:

<i>De la recta</i>		<i>Del Cristal Líquido</i>	
VTN	C(nF)	VTN	C(nF)
2	3,6	2	3,64
2,5	4,06	2,5	4,38
3	4,52	3	4,88
3,6	5,07	3,6	5,23
4,2	5,62	4,2	5,52
4,5	5,9	4,5	5,87

**Tabla 3.1. Comparación entre la medida experimental de la capacidad del TN y el resultado de la aproximación lineal propuesta para la simulación del dispositivo con Pspice.**

### CAPÍTULO 3: DISEÑO Y SIMULACIÓN DEL PLL

Siendo el error menor al 5%, por lo que la aproximación es aceptada como correcta.

Para caracterizar correctamente el Cbreak, analizamos la definición que nos da el fabricante del software:

$$\langle value \rangle \cdot C \cdot (1 + VC1 \cdot V + VC2 \cdot V^2) \cdot (1 + TC1 \cdot (T - Tnom) + TC2 \cdot (T - Tnom)^2) \quad (3.2)$$

Donde *value* es por defecto 1nF, y todos los restantes parámetros cero.

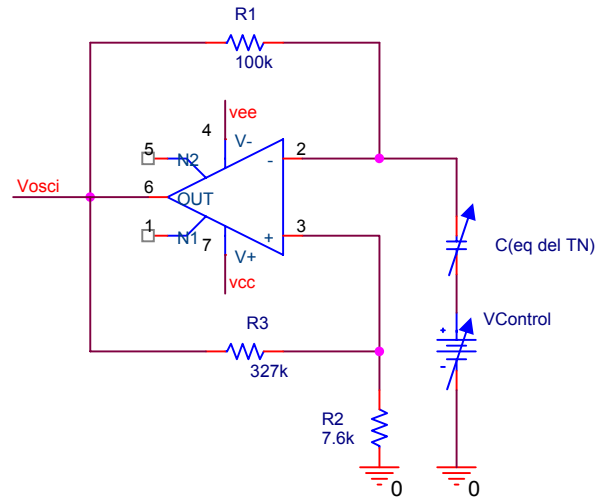
Así que haciendo el desarrollo de la ecuación (3.2):

$$\begin{aligned} c &= 1(nF) \cdot c \cdot (1 + Vc1 \cdot V) \\ c + c \cdot Vc1 \cdot V &= 0.92 \cdot V + 1.76 \\ \Rightarrow c &= 1.76 \\ \Rightarrow c \cdot Vc1 &= 0.92 \rightarrow Vc1 = \frac{0.92}{1.76} = 0.52 \end{aligned}$$

De este modo ya tenemos definida la recta de nuestro TN a través de la recta con el Cbreak, que tras hacer colocarlo en pantalla, solo tendremos que editar sus propiedades de Pspice, creándose así una librería que se guardará con el nombre\_de\_nuestro\_proyecto.LIB

Con estos datos, hemos diseñado un VCO denominado oscilador de relajación, como el que se muestra en la figura:

### CAPÍTULO 3: DISEÑO Y SIMULACIÓN DEL PLL



**Figura 3.2. Esquema del oscilador de relajación simulado para utilizar como VCO en el PLL**

Partiendo de la premisa que el condensador está descargado, a la salida del operacional ( $V_{osci}$ ) tendremos el valor  $V_{cc}$ , lo que producirá la carga del condensador a través de la resistencia  $R_1$  hacia  $V_{cc}$ , pero solamente lo hará hasta que su tensión alcanza un valor mayor al que posee  $V(+)$  del operacional, que será:

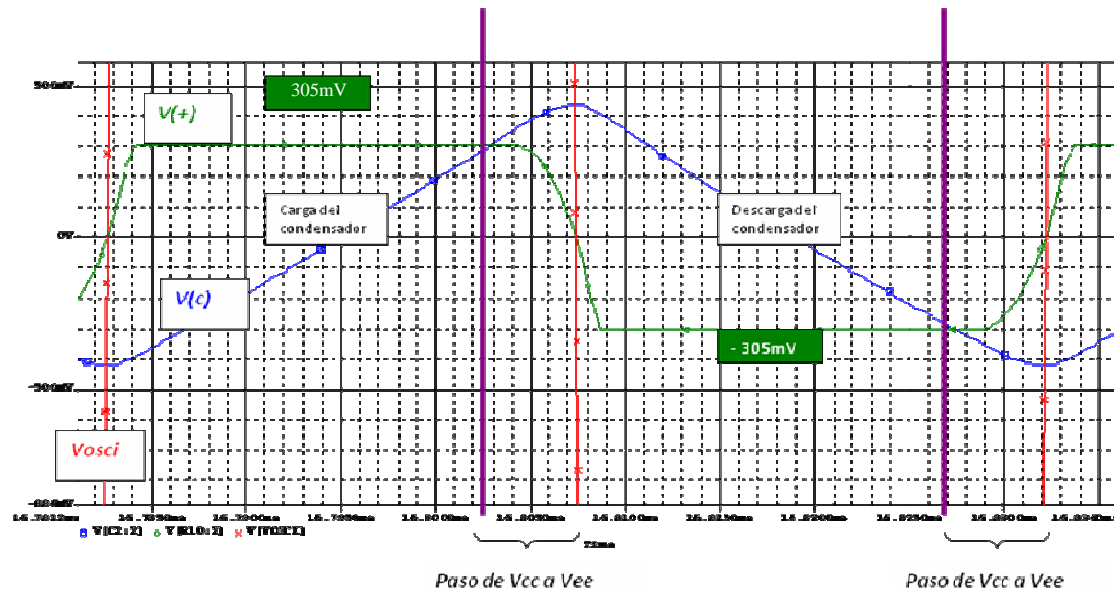
$$V_+ = \frac{R_2}{R_2 + R_3} \cdot V_{osci} \quad (3.3)$$

Por lo que, al superar a dicho valor  $V(+) < V(-)$ , la salida,  $V_{osci}$ , tomará el valor  $V_{ee}$ , cambiando también el valor que tiene  $V(+)$ , que siempre depende de  $V_{osci}$ , descargándose el condensador a través de  $R_1$  e intentando alcanzar el valor  $V_{ee} = -15V$ , y no lo alcanzará, porque cuando la tensión del condensador es menor que la de  $V(+)$ , lo que implica  $V(+) > V(-)$ , tenemos a la salida del operacional el valor de  $V_{cc} = 15V$ , repitiendo el proceso.

De modo que eligiendo una  $V_{+}$  pequeña, alrededor de los 350mV, obtenemos una relación de resistencias como:  $R_2 = 7.6k$  y  $R_3 = 327k$ .

### CAPÍTULO 3: DISEÑO Y SIMULACIÓN DEL PLL

En la gráfica de la simulación, podemos apreciar a "golpe de vista" lo que se ha expuesto.



**Figura 3.3. Simulación de las señales en los terminales del amplificador operacional del oscilador de relajación simulado para utilizar como VCO en el PLL**

Así en la gráfica de la simulación podemos ver cómo los pasos de valor de Vcc a Vee no son instantáneos, por lo que se ve que el condensador se seguirá cargando o descargando hasta que Vosc hace su paso por cero.

De la gráfica resulta obvio que al tener fijas las resistencias y habiendo tomado  $R_1=100k$  para obtener una constante de tiempo del orden de  $1\mu s$ , la frecuencia del oscilador la fijará inversamente el tiempo de carga y descarga del condensador, a través de su constante de tiempo,  $\tau = R_1 \cdot C$ , por lo que al aumentar  $C$ , aumentaremos también  $\tau$ , y por tanto disminuyendo la frecuencia, de modo análogo disminuyendo  $\tau$ , aumentamos la frecuencia. En concreto, la relación entre los componentes del oscilador de relajación y el período de la señal generada por el mismo, considerando el amplificador operacional ideal es la siguiente:

$$T = 2R_1C \ln\left(\frac{2R_2 + R_3}{R_3}\right) \quad (3.4)$$

### CAPÍTULO 3: DISEÑO Y SIMULACIÓN DEL PLL

De modo que sustituyendo los valores en la ecuación (3.4), obtenemos un rango de frecuencias, que según lo desarrollado en el capítulo anterior (ver figura 2.11), se encuentra en el límite, pero dentro, de las frecuencias medias (comportamiento capacitivo del dispositivo TN).

Por las características internas del operacional con el que estamos trabajando, el TL081/82, las tensiones de salida del oscilador no varían entre  $V_{cc}$  y  $V_{ee}$ , sino que lo hacen entre 13.47V y -13.47V, variando además la frecuencia del oscilador entre 13.75kHz y 20.19kHz, dentro de las frecuencias medias del dispositivo TN.

Con este oscilador ya hemos conseguido lo que buscábamos, que sea un VCO, es decir un oscilador controlado por tensión, como vemos en el circuito, al variar la tensión de control, variamos la capacidad del condensador y así la frecuencia del oscilador, como podemos ver en la siguiente tabla en la que se ha simulado el circuito del oscilador, para distintas tensiones, en las que nuestro TN se comporta linealmente:

	<b><i>V<sub>control</sub> (V)</i></b>					
	2	2,5	3	3,5	4	4,5
Frecuencia	20.19732k	18.44904k	16.98268k	15.74399k	14.69010k	13.75937k
Period(V(Vosci))	49.51152u	54.20337u	58.88352u	63.51630u	68.07306u	72.67773u

**Tabla 3.2. Resultado de la simulación con Pspice del VCO para distintos valores de tensión de control**

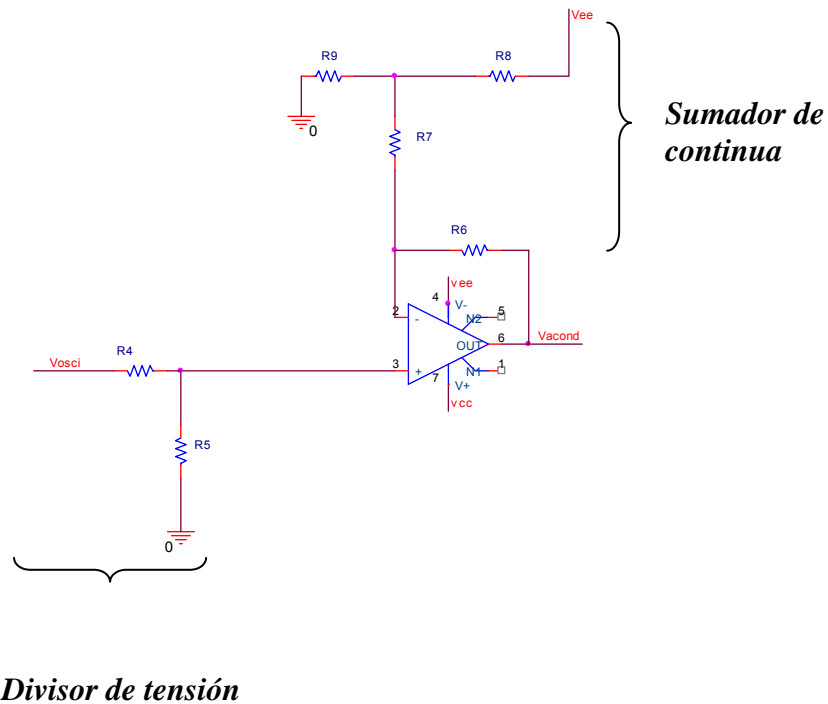
Pero aún debemos acondicionar la señal para que pueda ser comparable con la señal de referencia, esto es que la señal varíe entre 0 y 5V.

Así que de manera intuitiva, podríamos decir que primero tendríamos que **reducir** nuestra señal de salida del oscilador que varía entre  $V_{cc}$  y  $V_{ee}$  (aunque según



### CAPÍTULO 3: DISEÑO Y SIMULACIÓN DEL PLL

simulación ésta varía entre  $+13.47V$  y  $-13.47V$ , hasta  $+2.5V$  y  $-2.5V$ , para luego **sumar** una componente continua de  $2.5V$ , obteniendo así a la salida  $+5V$  y  $0V$ . De manera que esto es lo que se ha pensado y diseñado de modo que esté conforme a lo que se ha expuesto anteriormente.



**Figura 3.4. Esquema del circuito acondicionador de señal a la salida del VCO para obtener una señal TTL (0-5V)**

De manera que  $Vacond$  vendrá definida del siguiente modo:

$$Vacond = Vacond|_{Vosci=0} + Vacond|_{Vee=0} \quad (3.4)$$

El circuito equivalente de  $Vacond|_{Vosci=0}$  (amplificador inversor), nos permite obtener el valor  $Vacond|_{Vosci=0}$ , el cual queremos que sea igual a  $2.5V$ , que según lo expuesto anteriormente será la señal continua que añadiremos:

### CAPÍTULO 3: DISEÑO Y SIMULACIÓN DEL PLL

$$Vacond \Big|_{V_{osci}=0} = -V_{ee} \frac{R6}{(R7 \parallel R9) + R8} = 2.5 \quad (3.5)$$

Fijando algunos valores estándar, diremos que  $R6=1k$ ,  $R8=R9=5k$ , y ahora despejaremos  $R7$  de la ecuación (3.5), aunque las pruebas las haremos colocando un ***potenciómetro para poder regular cualquier alteración experimental a nivel de Offset.***

Así tenemos que:

$$\frac{2.5}{-V_{ee}} = \frac{R6}{(R7 \parallel R9) + R8}$$

$$\frac{R6}{\frac{R7R9}{R7 + R9} + R8} = \frac{2.5}{-V_{ee}}$$

$$\frac{5 \cdot R7}{R7 + 5} + 5 = \frac{15}{2.5}$$

$$5 \cdot R7 = R7 + 5$$

$$R7 = 1.25K$$

El circuito equivalente de  $Vacond \Big|_{V_{ee}=0}$  es un amplificador no inversor, cuya fórmula

es la de la ecuación  $V(+)=\frac{R5}{R5+R4}V_{osci}$

Y por lo tanto la tensión  $Vacond$  será:

$$Vacond \Big|_{V_{ee}=0} = V(+)\left(1 + \frac{R6}{Requivalente}\right) \quad (3.6)$$

### CAPÍTULO 3: DISEÑO Y SIMULACIÓN DEL PLL

Y como queremos que esta componente varíe entre  $\pm 2.5V$  cuando la señal  $V_{osci}$  varíe entre  $\pm 13.46V$ :

$$V_{acond}|_{V_{ee}=0} = \pm 2.5V$$
$$\pm 2.5 = \frac{R5}{R5 + R4} V_{osci} \left( 1 + \frac{R6}{R_{equivalente}} \right)$$

Siendo  $R_{equivalente} = (R8//R9) + R7 = (5k//5K) + 1.25k = 3.75k$  y  $V_{osci} = \pm 13.46V$ , luego tendremos que:

$$\frac{R5}{R5 + R4} = \frac{\pm 2.5}{V_{osci} \cdot \left( 1 + \frac{1}{3.75} \right)} = \frac{\pm 2.5}{V_{osci} \cdot 1.26} = \pm 0.146$$

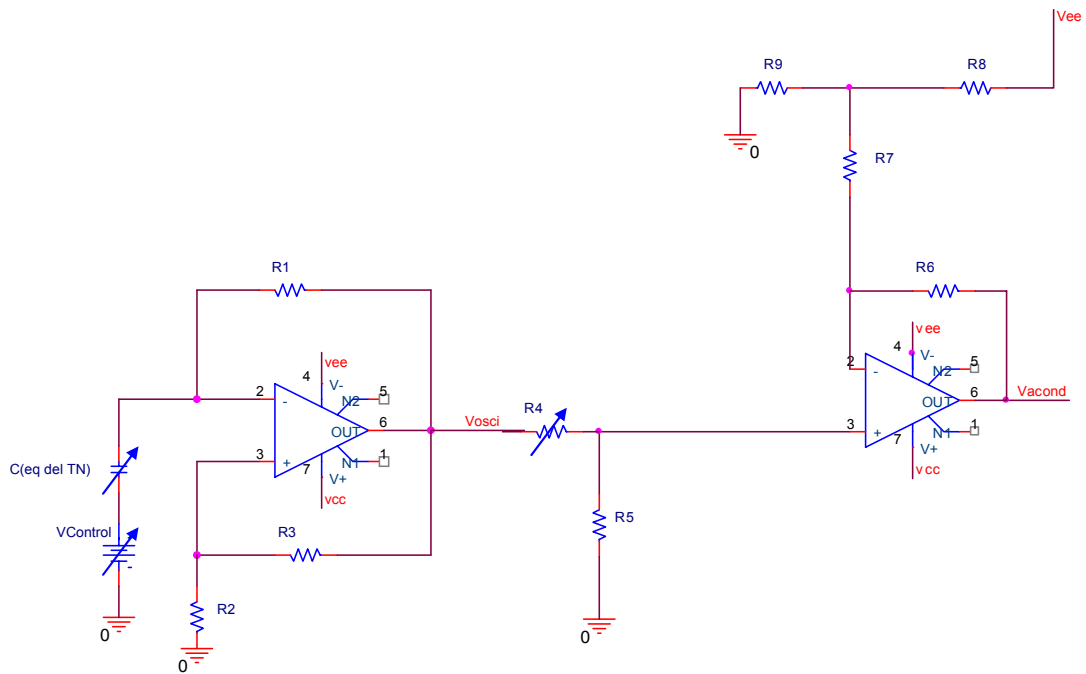
Si hacemos  $R5 = 1k$ :

$$1 = 0.146 + 0.146R4$$
$$R4 = 5.84k$$

Por lo que si para el montaje en el laboratorio colocásemos un **potenciómetro en R4, podríamos controlar el valor pico a pico de la señal acondicionada de nuestro oscilador.**

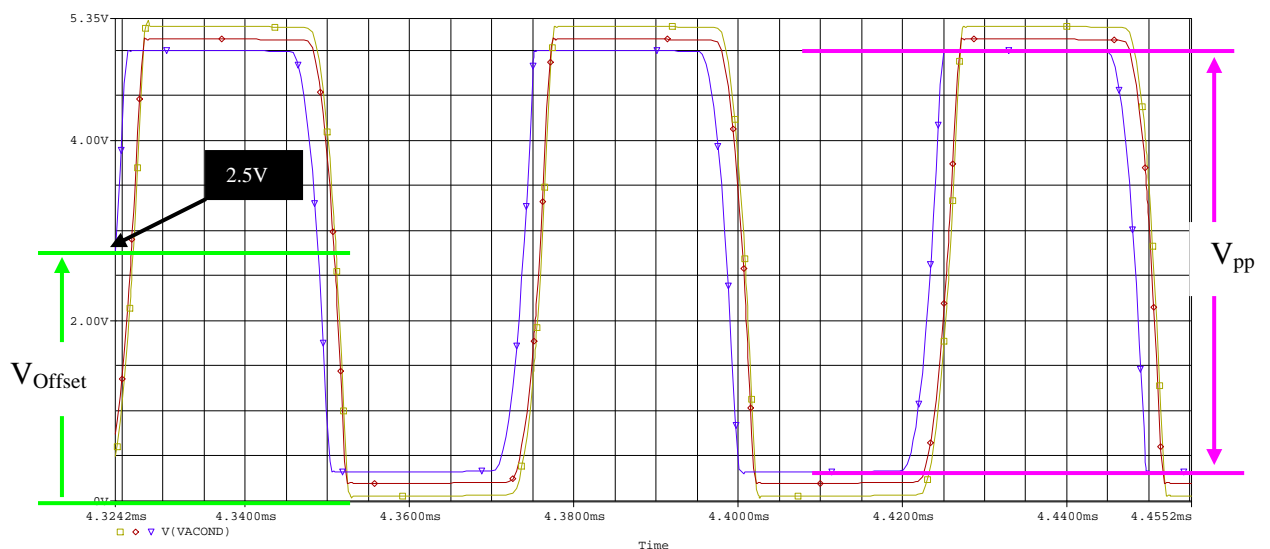
Con lo cual, tras lo expuesto hasta ahora, el VCO que nos proporciona una señal de onda cuadrada, solo nos queda mostrar el circuito completo que posteriormente simularemos, con el potenciómetro en R4 para ver la variación del valor de pico a pico en la figura 3.5:

### CAPÍTULO 3: DISEÑO Y SIMULACIÓN DEL PLL



**Figura 3.5. Esquemático del VCO con el circuito acondicionador de señal para generar una señal cuadrada entre 0-5V**

De modo que, tras las consideraciones anteriormente indicadas, la simulación que obtenemos, una tensión de control de 3V, es la siguiente:



**Figura 3.6. Ejemplo de simulación con Pspice del VCO con el circuito acondicionador de señal.**

### CAPÍTULO 3: DISEÑO Y SIMULACIÓN DEL PLL

#### 3.3. Diseño y simulación del PLL completo

Para diseñar el PLL correctamente, debemos diseñar a su vez cada uno de sus bloques, expuestos en la figura 1.1, y que recordamos ahora

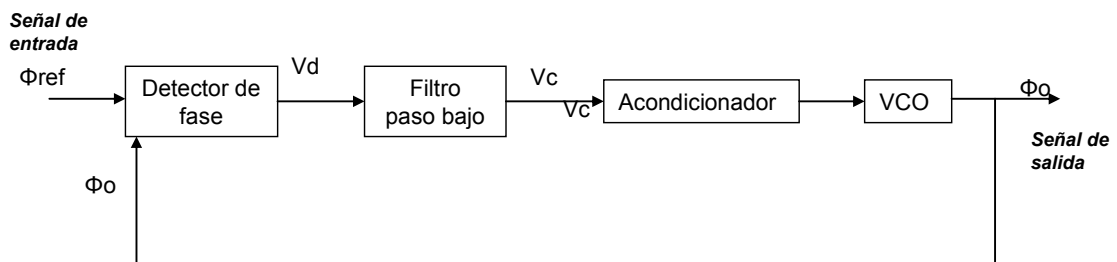


Figura 3.7. Diagrama de bloques de un PLL

Como hemos estado comentando durante todo el proyecto, el objetivo es simplificar los bloques, teniendo en cuenta siempre su efectividad y eficacia. De modo que:

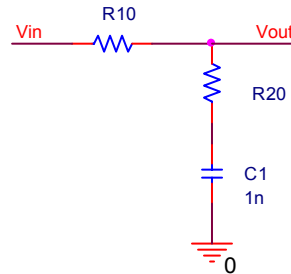
- Detector de fase, será una puerta lógica XOR como la que se muestra en la figura siguiente y que se explicó con detalle en el primer capítulo, y dado su simple, pero potente, funcionamiento, no ahondaremos más en el tema.



Figura 3.8. Representación esquemática de una puerta XOR

- Filtro Paso Bajo, de entre todo el abanico de posibilidades cogeremos el más sencillo que permita obtener una salida que varíe en un rango adecuado según lo haga la frecuencia a la entrada del filtro, de modo que nos quedaremos con el filtro de tipo 1, con un polo en  $s = 0$ , lo que nos proporciona un PLL de orden 2, 2 polos de la función de transferencia, y tipo 1. Por tanto el filtro queda como el de la siguiente figura:

### CAPÍTULO 3: DISEÑO Y SIMULACIÓN DEL PLL



**Figura 3.9. Esquema del filtro paso bajo utilizado en el diseño del PLL**

Cuyas expresiones asociadas son:

$$F(s) = \frac{1 + s\tau_2}{1 + s(\tau_1 + \tau_2)} \quad (3.7)$$

Si sabemos que  $\tau_1 = \frac{1}{\omega_p}$  y  $\tau_2 = \frac{1}{\omega_z}$ , podemos escribir la ecuación (3.7) como:

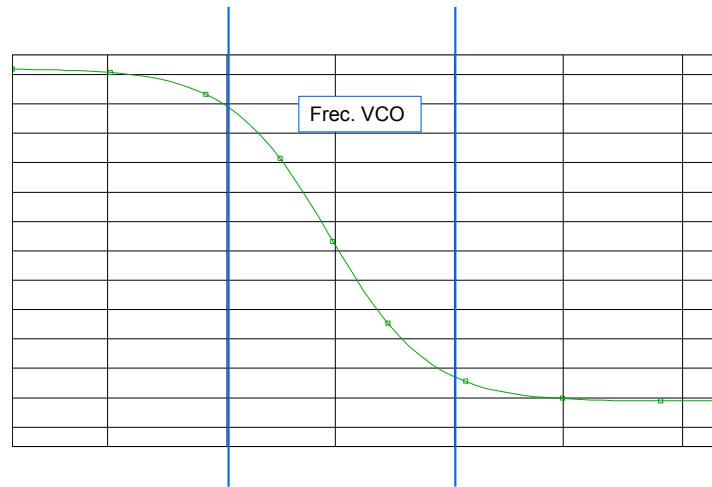
$$F(s) = \frac{1 + s/\omega_z}{1 + s/\omega_p} \quad (3.8)$$

Donde:

$$\begin{aligned} \tau_1 &= (R10 + R20) \cdot C1 \\ \tau_2 &= R20 \cdot C1 \end{aligned}$$

De modo que elegimos variables que permitan que la frecuencia de nuestro VCO quede siempre en la rampa de la respuesta en frecuencia del filtro, como se muestra en la siguiente figura:

### CAPÍTULO 3: DISEÑO Y SIMULACIÓN DEL PLL



**Figura 3.10. Representación del módulo de la respuesta en frecuencia del filtro paso bajo con la ubicación de frecuencias de funcionamiento del VCO**

De modo que el lazo de la figura 3.7 presenta una función de transferencia simplificada como sigue:

- Para el lazo abierto: 
$$G(s) = \frac{KF(s)}{s} \quad (3.9)$$

- Y para el lazo cerrado: 
$$H(s) = \frac{KF(s)}{s + KF(s)} = \frac{1}{1 + s/[KF(s)]} \quad (3.10)$$

De modo que si sustituimos en la ecuación (3.10) la ecuación del filtro expresada por la ecuación (3.8) y desarrollamos obtenemos:

$$H(s) = \frac{1}{1 + s/[KF(s)]} = \left[ 1 + \frac{s}{K} \left( \frac{1 + s/\omega_p}{1 + s/\omega_z} \right) \right]^{-1} = K\omega_p \frac{1 + s/\omega_z}{s^2 + s\omega_p(1 + K/\omega_z) + K\omega_p} \quad (3.11)$$

Sabemos que la fórmula estándar del denominador de un sistema de 2º orden es:

$$s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2 \quad (3.12)$$

### CAPÍTULO 3: DISEÑO Y SIMULACIÓN DEL PLL

Comparando término a término la ecuación (3.11) a la (3.12) tenemos que:

$$s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2 = s^2 + s\omega_p(1 + K/\omega_z) + K\omega_p$$

Dónde  $\omega_n$  es la pulsación natural de lazo y  $\xi$  es el coeficiente de amortiguamiento, cuyo valor ideal es el de 0.707.

De modo que la pulsación natural del lazo será:

$\omega_n^2 = K\omega_p$ , que sustituyendo por los valores conocidos, tenemos que

$$\omega_n = K(\tau_1 + \tau_2) \quad (3.13)$$

Así mismo podemos hallar el coeficiente de amortiguamiento:

$$2\xi\omega_n = \omega_p(1 + K/\omega_z) = \omega_p + \frac{\omega_p^2}{\omega_z} \rightarrow \xi = \frac{1}{2} \left( \frac{\omega_p}{\omega_n} + \frac{\omega_n}{\omega_z} \right) \quad (3.14)$$

Donde  $K$  es la constante del PLL y  $F(s)$  la función de transferencia del filtro dada mediante la ecuación (3.8)

Por tanto se define:

$$K = 2\pi \cdot K_v \cdot K_D \quad (3.15)$$

Siendo  $K_v$  la constante de proporcionalidad del VCO:

$$K_v = \frac{\Delta f}{\Delta V} = \frac{(13-21)k}{(4.5-2)v} = -3.2 \frac{KHz}{v} \quad (3.16)$$



### CAPÍTULO 3: DISEÑO Y SIMULACIÓN DEL PLL

Y  $K_D$  la constante de proporcionalidad del detector de fase:

$$K_D = \frac{\Delta V}{\pi} = \frac{3.38}{\pi} \frac{v}{rad} \quad (3.17)$$

Con lo cual si introducimos los valores calculados en la ecuación (3.9), obtenemos el valor de la constante del PLL:

$$K = 2\pi \cdot K_V \cdot K_D = 2\pi \cdot 3.2 \frac{k}{v} \cdot \frac{3.38 \cdot v}{\pi \cdot rad} = 21.63k$$

Con lo que ahora podemos calcular el valor  $\omega_n$ , la pulsación natural de lazo, y  $\xi$ , el coeficiente de amortiguamiento, de las ecuaciones (3.13) y (3.14):

$$\omega_n = K(\tau_1 + \tau_2) = 21.63k(0.56m + 0.68\mu) = 12.26$$

$$\text{Y } \xi = \frac{1}{2} \left( \frac{\omega_p}{\omega_n} + \frac{\omega_n}{\omega_z} \right) = \frac{\omega_n}{2} \left( \tau_2 + \frac{1}{K} \right) = \frac{12.26}{2} \left( 0.68\mu + \frac{1}{21.63k} \right) = 0.32m$$

De este modo vamos ya estamos en disposición de simular un PLL completo, pero adelantamos que es necesario una señal acondicionadora que sea capaz de regular a la entrada de nuestro dispositivo TN una señal de control adecuada, esto es entre 2 y 4.5V.

Por lo que primero que haremos será simular el PLL dado en la figura 3.10, a falta de la etapa acondicionadora, y ver entre qué valores varía la salida del filtro:





### **CAPÍTULO 3: DISEÑO Y SIMULACIÓN DEL PLL**

Cabe reseñar que el análisis experimental se ha hecho siguiendo las pautas anteriores de sumar una continua y amplificar la señal. Para esto, es muy importante que no atenuemos en exceso la salida del filtro, por lo que se puede intuir que la resistencia será pequeña y la señal de continua podrá tener un gran rango de valores. Hemos utilizado, para llevar cierta armonía, un amplificador no inversor.

Con lo expuesto y tras el desarrollo experimental, hemos diseñado un PLL como el que muestra la figura 3.11. En la simulación, el PLL presentará un rango de enganche que está entre 15kHz y 17kHz, a continuación se podrán observar algunas de las simulaciones para corroborar que todo el desarrollo a través de la simulación ha sido correcta:

### CAPÍTULO 3: DISEÑO Y SIMULACIÓN DEL PLL

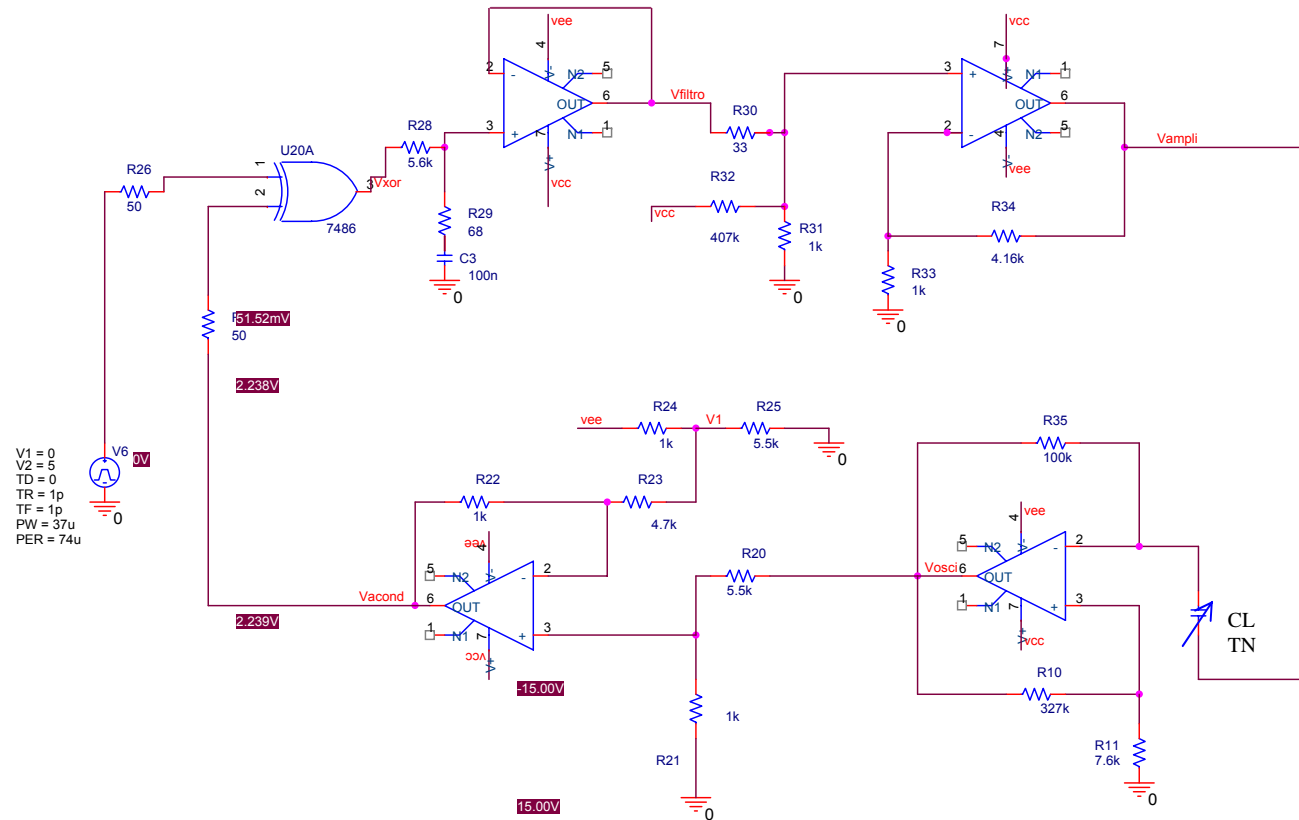
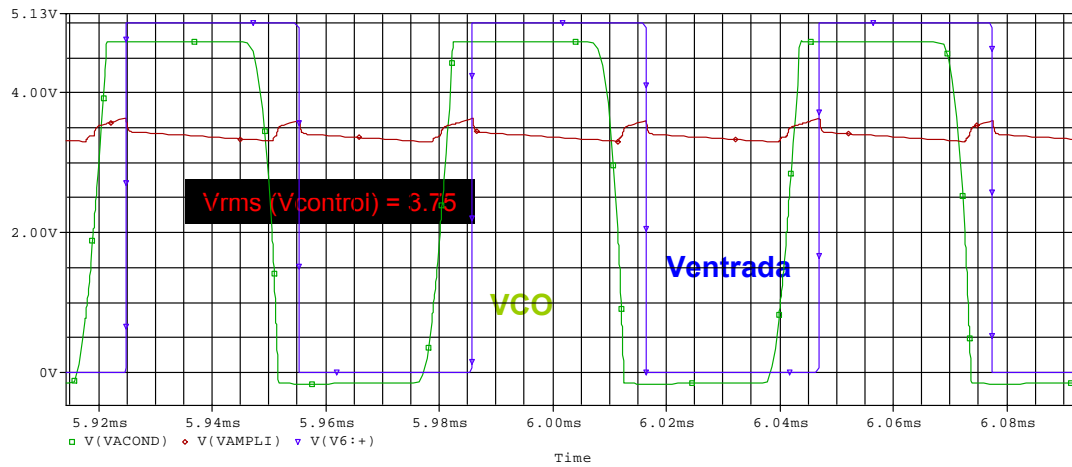


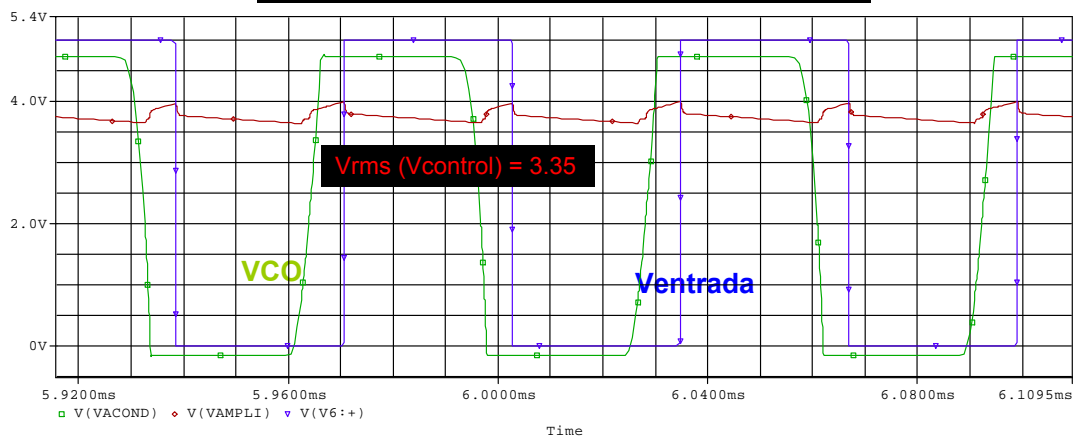
Figura 3.12. Esquema del PLL completo.

### CAPÍTULO 3: DISEÑO Y SIMULACIÓN DEL PLL

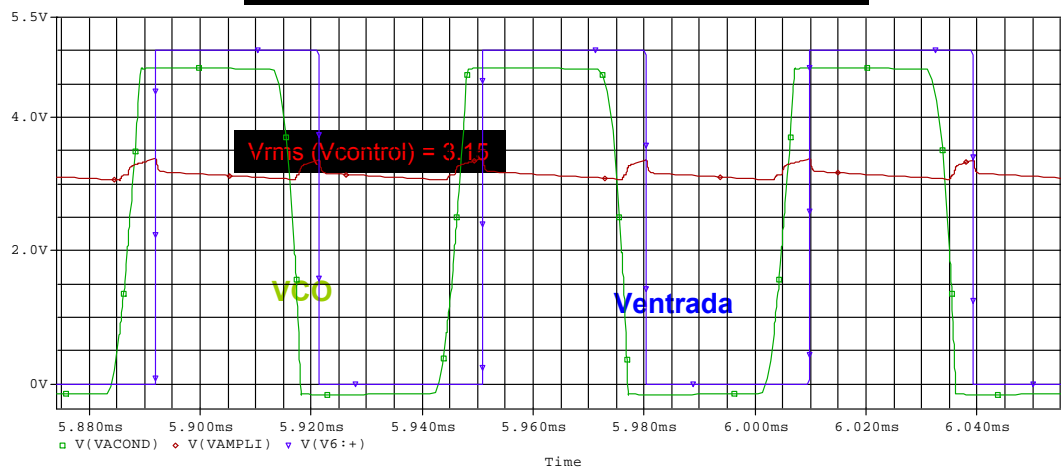
Freq(1)=15.57kHz y Freq (2)=15.57kHz



Freq(1)=16.37kHz y Freq (2)=16.35kHz



Freq(1)=16.97kHz y Freq (2)=16.98kHz



**Figura 3.13. Resultados de la simulación del PLL completo en los que se muestra, la señal de referencia (V6:+), la señal de salida del VCO (VACOND) y la señal de control del VCO (VAMPLI).**



### **CAPÍTULO 3: DISEÑO Y SIMULACIÓN DEL PLL**



## **CAPÍTULO 4: RESULTADOS EXPERIMENTALES**

# **4.RESULTADOS EXPERIMENTALES**



## **CAPÍTULO 4: RESULTADOS EXPERIMENTALES**

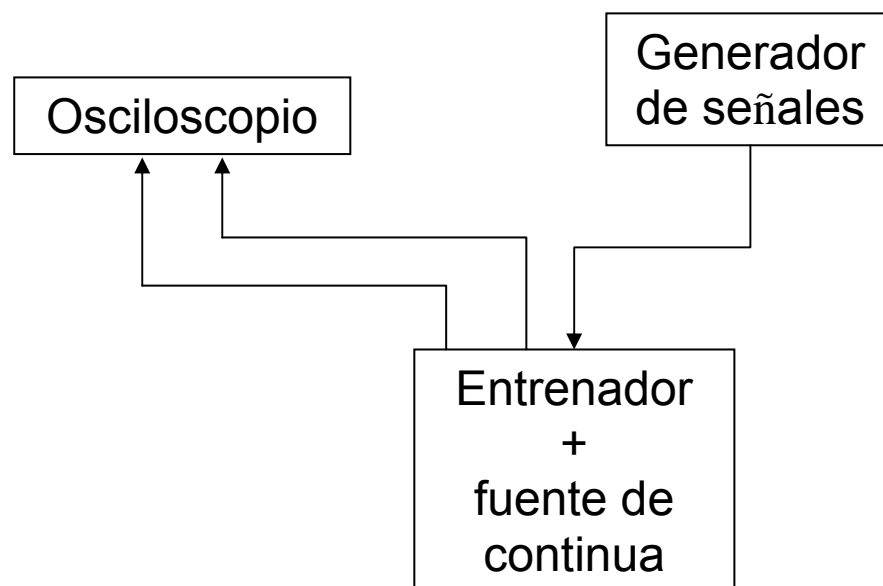


## 4. RESULTADOS EXPERIMENTALES

### 4.1. Introducción

En este capítulo mostraremos los resultados experimentales obtenidos en el laboratorio de una manera gráfica, y que pueda dar una idea sobre lo que se está trabajando en cada momento.

A continuación se muestra el Set Up de medida montado en el laboratorio para la caracterización experimental del PLL:

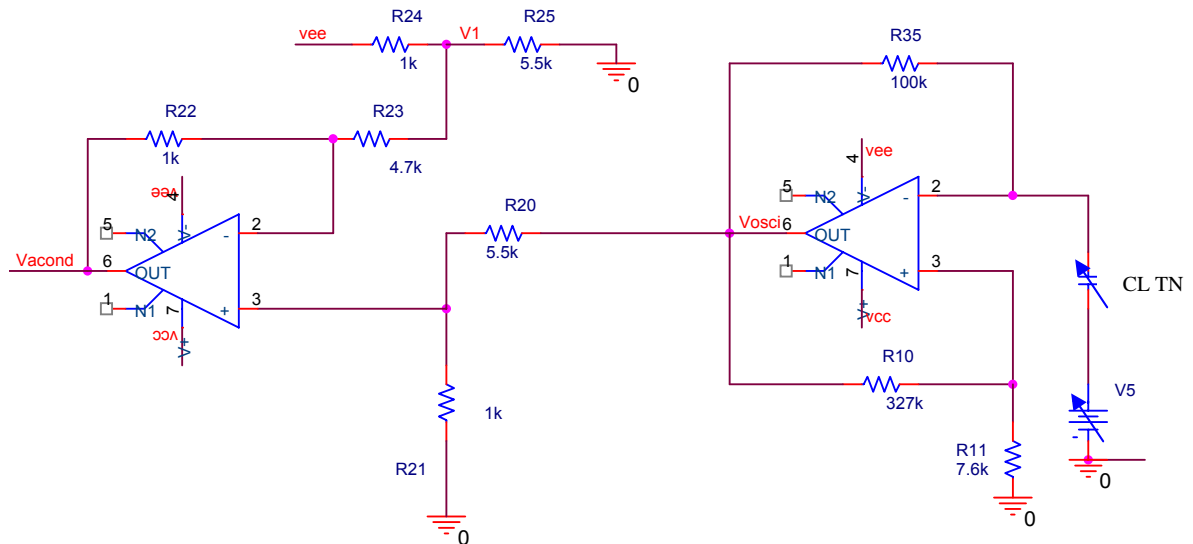


**Figura 4.1. Set-up experimental para la caracterización del PLL construido**

### 4.2. Medidas del VCO

El circuito que se ha montado en el laboratorio sigue fielmente el siguiente:

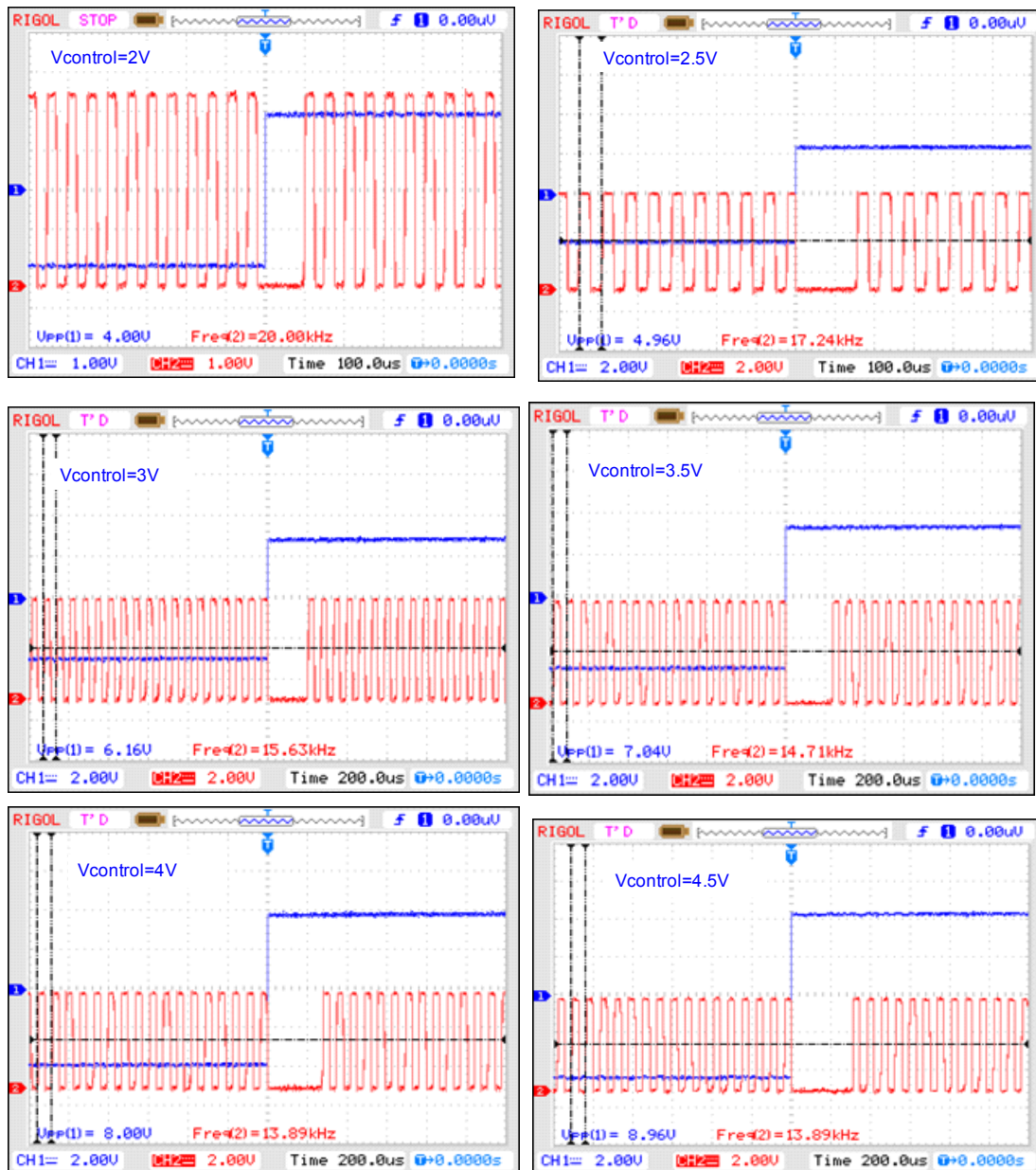
## CAPÍTULO 4: RESULTADOS EXPERIMENTALES



**Figura 4.2. Esquemático del VCO con el circuito acondicionador de señal utilizado en el laboratorio**

A continuación se presentan varias gráficas con los resultados experimentales obtenidos en el laboratorio, una vez ajustados los parámetros del circuito, con los datos del diseño y simulación del mismo. En la figura 4.3 se muestran los resultados de las capturas realizadas con el osciloscopio para distintos valores de tensión de control (señal cuadrada de muy baja frecuencia, para evitar la acumulación de cargas en el dispositivo TN). En cada una de estas capturas se muestra la señal de control, indicando su valor pico-pico ( $V_{pp}(1)$ ) y su valor eficaz ( $V_{control}$ ) y la señal de salida del VCO acondicionada entre 0 y 5V, indicando la frecuencia de la misma ( $Freq(2)$ ).

## CAPÍTULO 4: RESULTADOS EXPERIMENTALES



**Figura 4.3. Medidas experimentales de la señal de salida del VCO para distintos valores de tensión de control aplicada.**

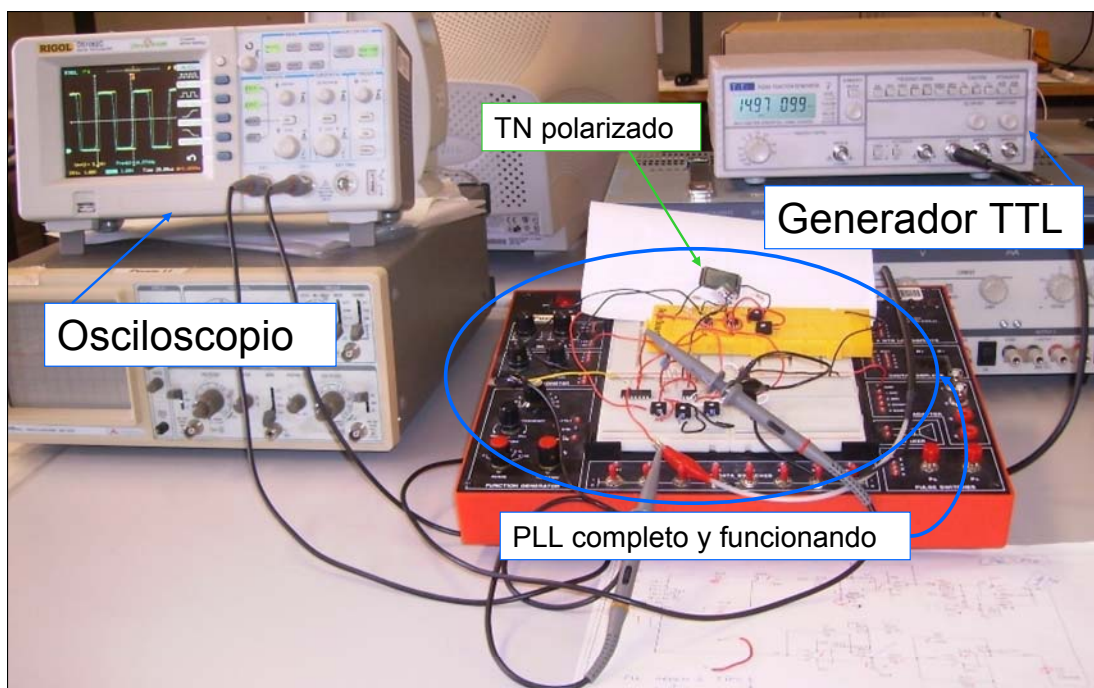
Cabe resaltar que para poder tomar las medidas correctamente la escala de tiempo y voltaje tiene que ser cambiada de modo que se puedan tomar muestras suficientes y, además, que las señales se encuentren dentro de la ventana de muestra.

## CAPÍTULO 4: RESULTADOS EXPERIMENTALES

### 4.3. Medidas del PLL completo

Como hemos adelantado el trabajo en el laboratorio ha sido fundamental para poder concluir con el diseño del PLL, debido entre otros motivos a los valores de tensión necesarios para que nuestra célula de cristal líquido varíe internamente a fin que podamos utilizar dicha variación para variar la frecuencia de todo nuestro lazo.

Por lo que el circuito final del PLL que proponemos montado en el laboratorio (figura 4.4) es como el que se muestra en el esquemático de la figura 4.5.



**Figura 4.4. Fotografía del PLL diseñado y montado en el laboratorio**

#### CAPÍTULO 4: RESULTADOS EXPERIMENTALES

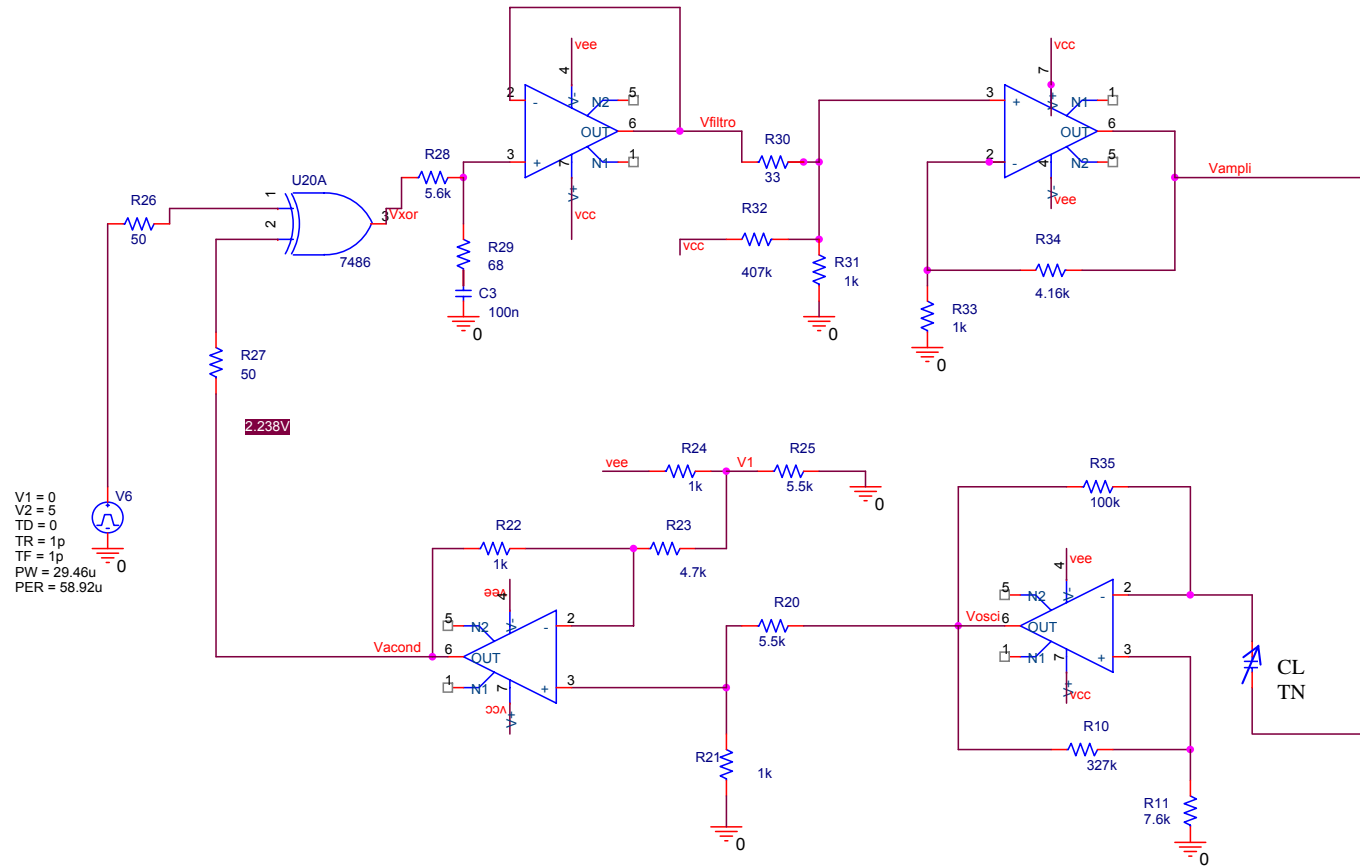


Figura 4.5. Esquemático del PLL completo montado en el laboratorio

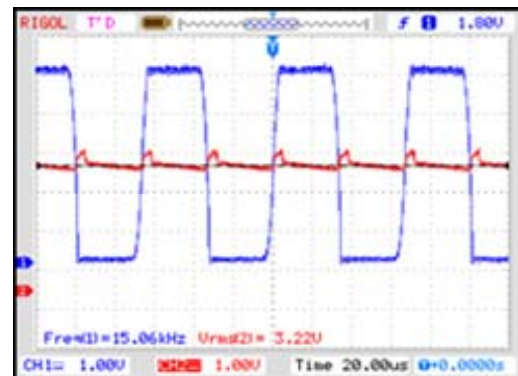
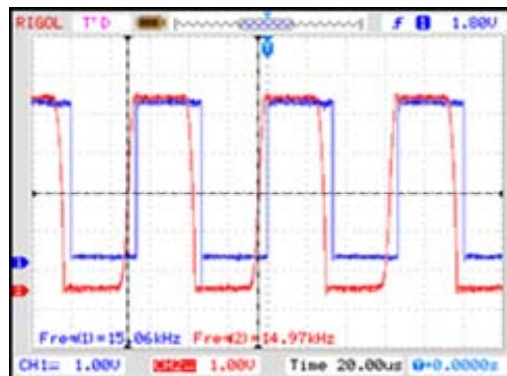
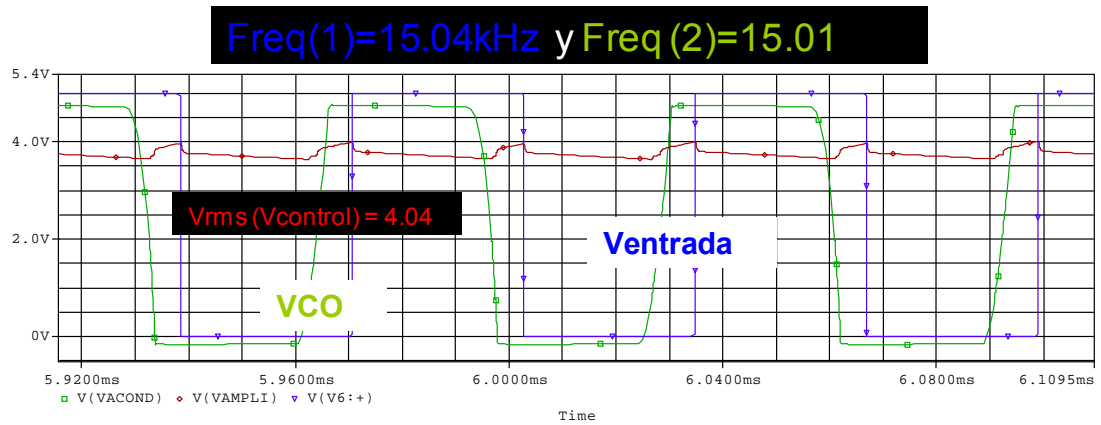
#### **CAPÍTULO 4: RESULTADOS EXPERIMENTALES**

En el laboratorio hemos obtenido los siguientes resultados que mostraremos junto a su simulación mediante el programa de simulación de circuitos electrónicos Orcad-Pspice.

Podemos ir apreciando como el valor eficaz de la tensión de control,  $V_{rms}(V_{control})$ , va disminuyendo a medida que aumentamos la frecuencia de la señal de entrada de referencia del PLL, y por tanto nuestra célula de cristal líquido se comporta de la manera esperada, siguiendo la frecuencia de referencia.

En las figuras 4.6, 4.7, 4.8 y 4.9 puede verse el resultado de la simulación del PLL para varias frecuencias en la que se muestra la señal de referencia ( $V(V6: +)$ ), la señal de salida del VCO ( $V(VACOND)$ ) y la señal de control del VCO ( $V(VAMPLI)$ ), junto con las capturas del osciloscopio del circuito montado en el laboratorio en las que se muestran primero las señales de referencia y su frecuencia ( $Freq(1)$ ) y de salida del VCO y su frecuencia ( $Freq(2)$ ) y, a continuación, la salida del VCO y la señal de control y su valor eficaz ( $V_{rms}(2)$ ).

## CAPÍTULO 4: RESULTADOS EXPERIMENTALES



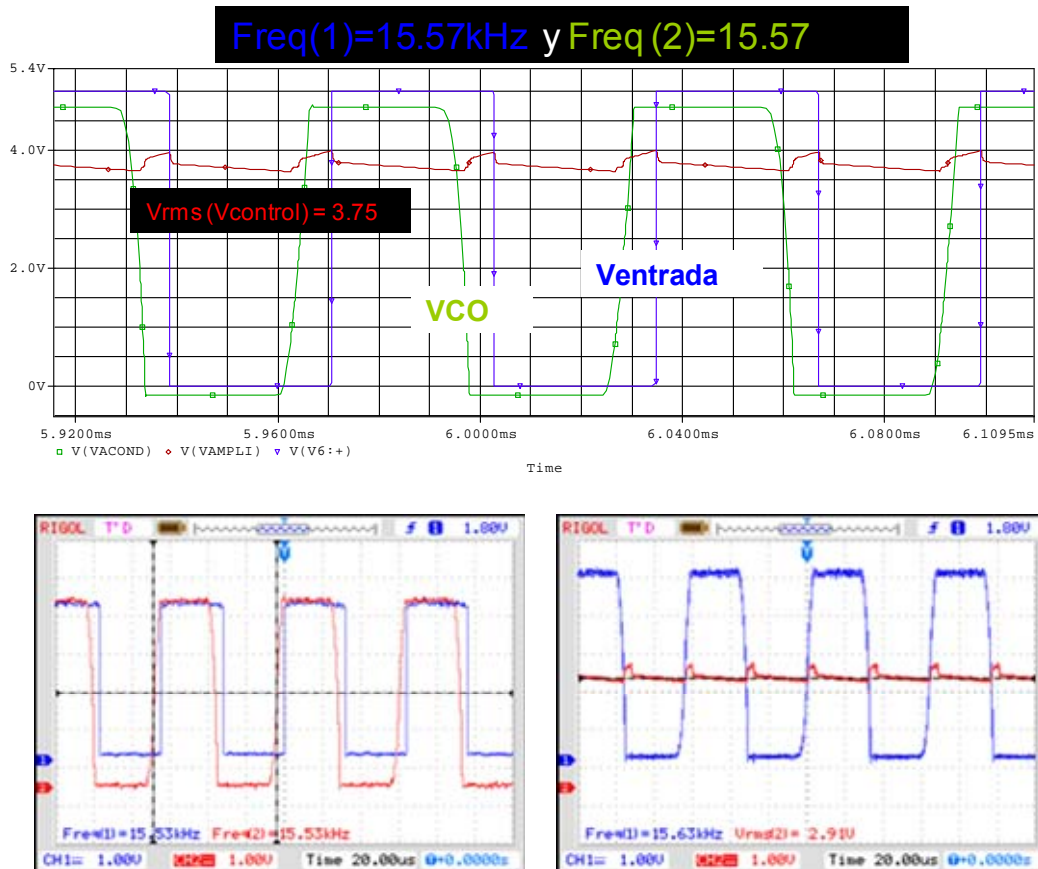
**Figura 4.6. Resultados de la simulación y medidas experimentales del PLL para una señal de entrada de referencia de 15kHz**

En la que si calculamos la relación entre las Vcontrol simuladas y experimental obtenemos que:

$$\frac{V_{control(laboratorio)}}{V_{control(simulación)}} = \frac{3.22}{4.04} = 0.79, \text{ lo que nos da una desviación de un 21\%}$$

aproximadamente, y que puede deberse, fundamentalmente, a la aproximación lineal utilizada en la simulación para la variación de la capacidad del dispositivo TN.

## CAPÍTULO 4: RESULTADOS EXPERIMENTALES



**Figura 4.7. Resultados de la simulación y medidas experimentales del PLL para una señal de entrada de referencia de 15.5kHz**

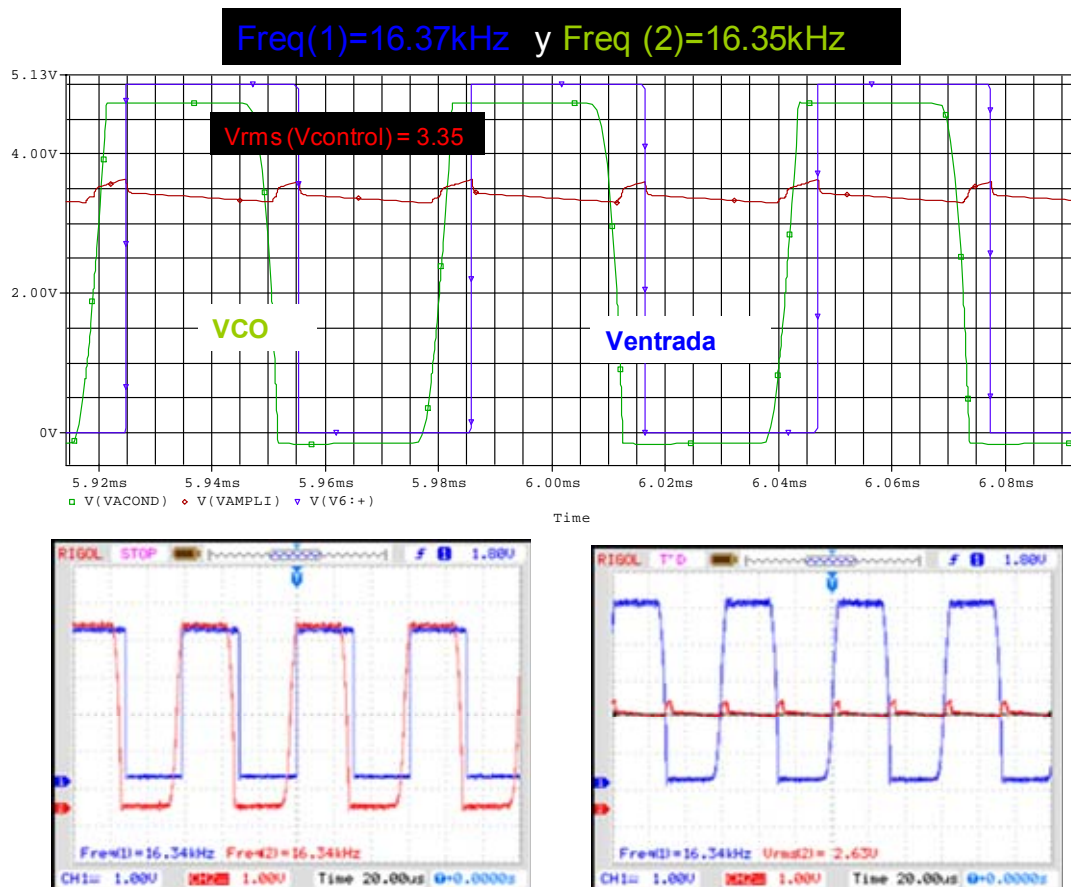
Realizando la comparativa anterior entre las Vcontrol simuladas y experimental obtenemos que:

$$\frac{V_{control(laboratorio)}}{V_{control(simulación)}} = \frac{2.91}{3.75} = 0.77$$

que nos da un valor muy parecido al anterior.



## CAPÍTULO 4: RESULTADOS EXPERIMENTALES



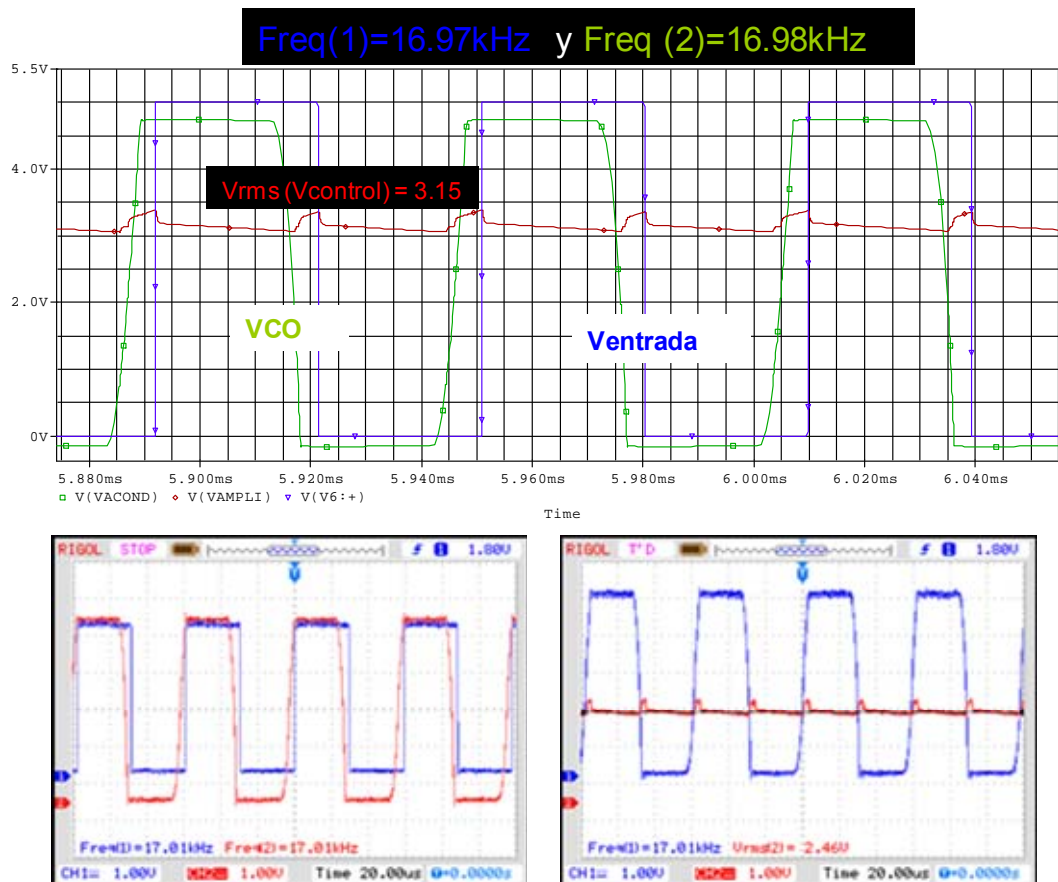
**Figura 4.8. Resultados de la simulación y medidas experimentales del PLL para una señal de entrada de referencia de 16.3kHz**

Con una variación de la relación en sus señales de control experimentales y en la simulación de:

$$\frac{V_{control(laboratorio)}}{V_{control(simulación)}} = \frac{2.63}{3.35} = 0.78$$

Similar a los dos casos anteriores.

## CAPÍTULO 4: RESULTADOS EXPERIMENTALES



**Figura 4.9. Resultados de la simulación y medidas experimentales del PLL para una señal de entrada de referencia de 17kHz**

Comprobamos por última vez que la relación entre ambas señales de control (simulada y experimental) se ha mantenido estable, alrededor del 78%:

$$\frac{V_{control(laboratorio)}}{V_{control(simulación)}} = \frac{2.46}{3.15} = 0.78$$

Debemos añadir también que el osciloscopio digital que hemos utilizado, tiene que convertir la señal analógica que le estamos introduciendo, e ir tomando muestra para poder dibujar un mapa como el mostrado en las gráficas anteriores que nos permita tener las formas de onda.



#### **CAPÍTULO 4: RESULTADOS EXPERIMENTALES**

Con lo cual el error en las señales de control, no parece tan grande, además quedamos tranquilos ya que la señal de control, en ambos casos, se comporta como queremos, esto es de manera que aumentamos la frecuencia, y la señal acondicionadora va disminuyendo, la tensión eficaz que le introducimos a nuestro dispositivo de TN va disminuyendo.

Por último, mencionar que el rango de frecuencias de entrada en las que se consigue el enganche del PLL diseñado experimentalmente en el laboratorio es entre 15kHz y 17kHz, análogo al rango obtenido en la simulación.



## **CAPÍTULO 4: RESULTADOS EXPERIMENTALES**



## **CAPÍTULO 5: CONCLUSIONES Y TRABAJOS FUTUROS**

# **5. CONCLUSIONES Y TRABAJOS FUTUROS**



## **CAPÍTULO 5: CONCLUSIONES Y TRABAJOS FUTUROS**

## **5. CONCLUSIONES Y TRABAJOS FUTUROS**

### **5.1. CONCLUSIONES**

Tras haber finalizado el proyecto, las conclusiones afloran en cuanto pienso sobre cada una de las etapas del mismo, siendo como siempre las más importantes el tener claro los objetivos, en nuestro caso que el PLL **funcionase** con la célula de cristal líquido, y conceptos de electrónica como la función de un filtro, sumadores de tensión, y cosas sencillas como que una resistencia grande, sobre la que caerá mucha tensión, colocada en serie con la salida de una señal pequeña, pero importante como la del filtro, puede perjudicar mucho al circuito, aunque teóricamente seamos capaces de compensarlo luego mediante un gran amplificador, ya que esta señal pequeña será la que nos dé el control del PLL.

Otra conclusión práctica que he sacado es la de tener la mente abierta para poder resolver los problemas teóricos que surgen en el papel, de modo que siempre podemos recurrir a lo experimental, ya que partiendo de las premisas anteriores y sabiendo a dónde queremos llegar, podemos lograr resolver los problemas, para después encontrarle el sentido mediante el desarrollo teórico.

Ahora en lo referido a los resultados obtenidos, tenemos un PLL cuyo elemento principal en el bloque del VCO es una célula de cristal líquido de la que hemos sido capaces de hallar su circuito eléctrico equivalente para poder simularla, y que funciona en un rango de frecuencias un tanto limitado, pero en dicho rango de funcionamiento lo hace de forma casi perfecta siguiendo a la señal de referencia, aunque con un pequeño desfase debido al filtro que hace que el PLL sea uno de orden 2 y tipo 1.

## **5.2. TRABAJOS FUTUROS**

Para trabajos futuros propondremos primeramente intentar una mejora del margen de funcionamiento del PLL, al menos hasta el que nos limite el dispositivo de cristal líquido, así como intentar que no haya desfase entre la señal de referencia y la salida del VCO.

También queda pendiente el diseño e implementación práctica de la placa de circuito impreso (PCB) del PLL, utilizando, por ejemplo, el programa de *layout* del paquete informático de Orcad.

Proponemos también implementar una aplicación práctica del PLL diseñado en el mundo de las comunicaciones, como demodulador o sintetizador de frecuencias, por ejemplo, siempre y cuando dispongamos de una fotocélula que nos permita trabajar en un rango de frecuencias mucho mayor.





## **CAPÍTULO 6: BIBLIOGRAFÍA**

# **6.BIBLIOGRAFÍA**



## **CAPÍTULO 6: BIBLIOGRAFÍA**

## **6. BIBLIOGRAFÍA**

### **6.1. Bibliografía impresa**

- Collings, Peter J. // Handbook of liquid crystal research // Oxford University Press // 1997
- Wu, Shin-Tson // Reflective liquid crystal displays // John Wiley & Sons // 2001
- Lueder, Ernst // Liquid crystal displays : addressing schemes and electro-optical effects // John Wiley & sons // 2001
- Manuel Sierra Pérez, Belén Galocha Iragüen, José Luis Fernández Jambrina, Manuel Sierra Castañer // Electrónica de comunicaciones // Pearson Prentice Hall // 2003
- Egan, William F. // Phase-lock basics // John Wiley & Sons // 1998
- Graf, Rudolf F. // Circuitos osciladores // Paraninfo // 1999
- Floyd, Thomas L. // Principios de circuitos eléctricos // Pearson Prentice Hall // 2007
- Pérez García, Miguel A..C. Álvarez. J.C. Campos. F.J. Ferrero // Instrumentación electrónica // Thomson // 2004
- Malvino, Albert Paul // Principios de electrónica // McGraw-Hill // 2006
- Shrader, Robert // Electronic communication // Glecoe/McGraw-Hill // 2000



## CAPÍTULO 6: BIBLIOGRAFÍA

- Wheeler, Tom // Electronic communications for technicians // Pearson Prentice Hall // 2006
- Floyd, Thomas L. // Electronic devices : conventional current version // Pearson/Prentice Hall // 2008

### **6.2. Bibliografía en Internet**

- Breve definición de cristal líquido:  
[http://aportes.educ.ar/quimica/nucleo-teorico/estado-del-arte/cristales-liquidos-el-papel-electronico/introduccion\\_2.php](http://aportes.educ.ar/quimica/nucleo-teorico/estado-del-arte/cristales-liquidos-el-papel-electronico/introduccion_2.php)
- Order parameter (S) for Lyquid Crystal:  
<http://plc.cwru.edu/tutorial/enhanced-/files/lc/Intro.htm>



## **CAPÍTULO 7: PRESUPUESTO**

# **7.PRESUPUESTO**



## **CAPÍTULO 7: PRESUPUESTO**

## CAPÍTULO 7: PRESUPUESTO

### 7.PRESUPUESTO

Desglosaremos el presupuesto en dos partes, coste de material y coste de personal y, dentro de esta última parte, haremos un desglose un poco más detallado para generar una idea de dónde hemos empleado el tiempo y dinero.

#### 7.1.Costes de material

Los costes de material asociados a la realización de este proyecto son los que se incluyen en la siguiente tabla:

Descripción	Valor	Unidades	Precio Unitario (€)	Total (€)
Resistencias	R	18	0.05	0.90
Potenciómetros	Pot	5	0.50	2.50
Condensadores	C	3	0.05	0.15
Amplificadores operacionales	TL082	2	0.80	1.60
Célula TN	FOS-13x17-TN-W-IR	1	200	200
<b>COSTE TOTAL DE MATERIAL</b>				<b>205.15</b>

Tabla 7.1

## CAPÍTULO 7: PRESUPUESTO

### 7.2. Costes de personal

Para el cálculo de los costes de personal que se muestran en la siguiente tabla, se consideran unos honorarios de 25 €/hora para los trabajos de Ingeniero Técnico Industrial y 15€/hora para los de secretaría.

FUNCIÓN	Horas	Coste por hora (€)	Total (€)
---------	-------	--------------------	-----------

#### 1. Diseño y desarrollo del circuito

1.1. Caracterización de TN (CEE)	10	25	250
1.2. Diseño y simulación de posibles VCO	16	25	400
1.3. Adaptación de VCO de relajación a nuestro TN	6	25	150
1.4. Simulación de VCO con CEE del TN	10	25	250
1.5. Diseño y análisis de posibles filtros	8	25	200
1.6. Simulación del filtro paso bajo elegido	4	25	100
1.7. Diseño acondicionador señal	16	25	400
1.8. Simulación del circuito completo	10	25	250
<b>TOTAL CAPÍTULO 1</b>	<b>80</b>	<b>25</b>	<b>2000</b>

#### 2. Implementación y pruebas

2.1. Del VCO con condensadores	10	25	250
2.2. Del VCO con TN	6	25	150
2.3. Implementación del filtro paso bajo	4	25	100
2.4. Implementación del circuito acondicionador	24	25	600
2.5. Toma de medidas e imágenes de cada bloque	16	25	400
<b>TOTAL CAPÍTULO 2</b>	<b>60</b>	<b>25</b>	<b>1500</b>

#### 3. Redacción

3.1. Recopilación de información técnica	20	15	300
3.2. Tratamiento información capítulo 1 y capítulo 2	8	15	120
3.2. Compilación y redacción del documento final	24	15	360
<b>TOTAL CAPÍTULO 3</b>	<b>52</b>	<b>15</b>	<b>780</b>

**Tabla 7.2**



## CAPÍTULO 7: PRESUPUESTO

### 7.3. Costes totales

Con lo que el coste total del proyecto aquí presentado será la suma de los costes materiales y personales, tal y como se muestra en la siguiente tabla:

#### PRESUPUESTO TOTAL

Coste de material (€)	205.15
Coste de personal (€)	4280
<b>COSTE TOTAL (€)</b>	<b>4485.15</b>

**Tabla 7.3**

Por lo tanto el coste total del proyecto asciende a cuatro mil cuatrocientos ochenta y cinco euros con quince céntimos.



## **CAPÍTULO 7: PRESUPUESTO**